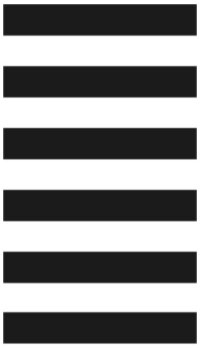


CENTRO DE FORMAÇÃO PROFISSIONAL PEDRO MARTINS GUERRA

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Itabira

2005

FIEMG
CIEMG
SESI
SENAI
IEL

Sistema FIEMG

Presidente da FIEMG
Robson Braga de Andrade

Gestor do SENAI
Petrônio Machado Zica

Diretor Regional do SENAI e
Superintendente de Conhecimento e Tecnologia
Alexandre Magno Leão dos Santos

Gerente de Educação e Tecnologia
Edmar Fernando de Alcântara

Elaboração
Equipe Técnica - Núcleo Eletroeletrônica

Unidade Operacional

Centro de Formação Profissional Pedro Martins Guerra

FIEMG
CIEMG
SESI
SENAI
IEL
Sistema FIEMG

Sumário

APRESENTAÇÃO **05**

1. FÍSICA DOS SEMICONDUTORES **06**
1.1 Condução dos semicondutores **08**
1.2 Dopagem de semicondutores **08**

2. DIODO DE JUNÇÃO **11**
2.1 Junção PN **11**
2.2 Diodo de junção ideal **14**
2.3 Diodo de junção real **14**
2.4 Comportamento do diodo em AC **17**
2.5 Regime máximo do diodo em CC **18**
2.6 Efeito da temperatura na característica **19**
2.7 Resistência do diodo **19**
2.8 Tempo de chaveamento do diodo **19**
2.9 Classificação dos diodos **20**

3. RETIFICADORES **26**
3.1 Retificador de 1/2 onda **26**
3.2 Retificador de onda completa **30**
3.3 Retificador em ponte **32**
3.4 Filtros **35**

4. TRANSITOR BIPOLAR DE JUNÇÃO (TBJ) **41**

5. AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA **50**
5.1 Dissipadores de calor **51**

6. JFET **53**

7. ELETRÔNICA DE POTÊNCIA **56**
7.1 Diodos **57**

8. TIRISTORES **61**
8.1 O SCR **61**
8.2 TRIAC **66**

9. CHAVES CONTROLÁVEIS **68**
9.1 GTO **68**
9.2 IGBT – Transitor bipolar de porta isolada **69**

10. UJT **74**
10.1 Geradores de pulsos: circuitos de disparo para tiristores e triacs **76**
10.2 Gerador de pulsos sincronizados com a alimentação **78**

11. CIRCUITO INTEGRADO TCA 780/785 ..... **81**

12. RETIFICADORES **95**

12.1 Retificadores não controlados **95**
12.2 Retificadores controlados **99**

13. INVERSORES **107**
13.1 Inversores não autônomos **107**
13.2 Inversores autônomos **108**
13.3 Modulação PWM **110**
13.4 Inversores monofásicos **113**
13.5 Inversores trifásicos **118**

14. EXEMPLO DE APLICAÇÃO **120**
14.1 A evolução do controle de velocidade **120**
14.2 Controle escalar **121**
14.3 O modo de controle vetorial **126**

15. EXERCÍCIOS E PROBLEMAS **131**

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS **142**

Apresentação

“Muda a forma de trabalhar, agir, sentir, pensar na chamada sociedade do conhecimento.”

Peter Drucker

O ingresso na sociedade da informação exige mudanças profundas em todos os perfis profissionais, especialmente naqueles diretamente envolvidos na produção, coleta, disseminação e uso da informação.

O **SENAI**, maior rede privada de educação profissional do país,sabe disso , e consciente do seu papel formativo , educa o trabalhador sob a égide do conceito da competência***:” formar o profissional com responsabilidade no processo produtivo, com iniciativa na resolução de problemas, com conhecimentos técnicos aprofundados, flexibilidade e criatividade, empreendedorismo e consciência da necessidade de educação continuada.”***

Vivemos numa sociedade da informação. O conhecimento , na sua área tecnológica, amplia-se e se multiplica a cada dia. Uma constante atualização se faz necessária. Para o **SENAI**, cuidar do seu acervo bibliográfico, da sua infovia, da conexão de suas escolas à rede mundial de informações – Internet - é tão importante quanto zelar pela produção de material didático.

Isto porque, nos embates diários,instrutores e alunos , nas diversas oficinas e laboratórios do **SENAI**, fazem com que as informações, contidas nos materiais didáticos, tomem sentido e se concretizem em múltiplos conhecimentos.

O **SENAI** deseja , por meio dos diversos materiais didáticos, aguçar a sua curiosidade, responder às suas demandas de informações e construir *links* entre os diversos conhecimentos, tão importantes para sua formação continuada !

Gerência de Educação e Tecnologia

1. FÍSICA DOS SEMICONDUTORES

1.1CONDUÇÃO NOS SEMICONDUTORES

Estrutura atômica

Qualquer substância ou material conhecido pode ser subdividido em partes cada vez menores, até que se chegue à menor delas, a molécula. Pode-se então definir como molécula **"a menor partícula a qual se pode dividir um corpo sem que este perca suas propriedades fundamentais".** A partir do ponto em que se descobriu à molécula, conseguiu-se subdividi-la ainda mais, mas desta feita não é mais possível conseguir que o material conserve suas propriedades fundamentais.

A estas subdivisões da molécula deu-se o nome de **ÁTOMO**, palavra de origem grega, que significa A=não TOMO=divisão, ÁTOMO=NÃO DIVISÍVEL.

O átomo é formado por um grande número de partículas, dentre as quais, podemos destacar:

- **ELÉTRONS: parte do átomo com carga elétrica negativa (-).**
- **PRÓTONS: parte do átomo com carga elétrica positiva (+).**
- **NÊUTRONS: parte do átomo que não tem carga elétrica.**

Os prótons e os nêutrons constituem o chamado núcleo do átomo tendo em seu redor, num movimento de rotação, os elétrons, dispostos em órbitas concêntricas.

É importante lembrar que somente a **camada periférica** de um átomo pode apresentar-se incompleta, as demais estão sempre completas.

Os elétrons que se encontram nesta camada periférica, são chamados de **elétrons de valência**, e possuem a característica de serem quase que completamente livres, para participar de fenômenos químicos e elétricos.

ELÉTRON DE VALÊNCIA: elétrons da camada externa, responsáveis pela atividade química ou elétrica do elemento.

Quando um grupo de átomos esta disposto simetricamente entre si, um elétron de valência muitas vezes gira em torno de dois núcleos, ao invés de um só. Quando isto acontece, os elétrons de valência unem os átomos nos quais giram ao redor, a este tipo de ligação dá-se o nome de ligação covalente.

LIGAÇÃO COVALENTE: união entre dois átomos através de seus elétrons de valência.

Se, num material, após todas as ligações covalentes terem se realizado, ainda restarem elétrons que não possuem uniões firmes, estes são denominados de elétrons livres. Quanto maior o número de elétrons livres, maior a condutividade.

A partir desse conceito podemos então definir:

- **CONDUTOR:** material que possui grande quantidade de elétrons livres.
- **ISOLANTE:** material que possui pouca ou nenhuma quantidade de elétrons livres.
- **SEMICONDUTOR:** existem certos materiais, com moléculas especiais, que se situam entre os dois grupos e não são nem bons condutores, nem bons isolantes, chamam-se semicondutores, pois possuem elétrons livres, mas em pequena quantidade. Destes materiais os mais conhecidos são: o Germânio (Ge) e o Silício (Si).

O número de valência destes dois elementos equivale ao número ou quantidade de elétrons na última camada periférica. Estes átomos possuem uma outra particularidade, que é a de se combinarem entre si, para formar o que denominamos de estrutura cristalina.

Estrutura cristalina

O Ge por problemas de limitações (temperatura) teve o seu uso abandonado e o silício passou a ser o cristal mais utilizado para a fabricação de componentes eletrônicos. O silício é um elemento químico pertencente ao quarto grupo da tabela periódica. Cada átomo possui 14 elétrons na coroa. A camada mais interna é ocupada somente por dois elétrons e a seguinte por oito. Os quatro elétrons restantes circulam numa terceira camada eletrônica. Portanto nesta terceira camada para que o átomo atingisse a estabilidade química, seriam necessários mais quatro elétrons. No estado sólido e sob condições adequadas de fabricação, o silício constitui uma rede cristalina, onde cada átomo tem quatro átomos vizinhos eqüidistantes, interligados por pontes de pares de elétrons, **ligação covalente**; e todos os elétrons de valência dos átomos de silício, na estrutura cristalina, são envolvidos pelas ligações entre átomos. Estão, desse modo, presos em um lugar, sendo denominados elétrons presos.

Conceito de lacuna

A rede cristalina se encontra sempre a uma temperatura acima do zero absoluto, ou seja, contém sempre determinada quantidade de energia térmica. O resultado da presença dessa energia térmica é que os átomos e os elétrons vibram em torno de suas posições de repouso, o que tem como conseqüência o aparecimento de forças mecânicas adicionais na rede cristalina. Se a energia

introduzida for tão elevada que supere as forças de ligação, alguns elétrons poderão escapar de suas ligações covalentes. Tais elétrons ficam livres de seus átomos e com isso se tornam móveis; são denominados, então, elétrons livres e estão, do mesmo modo como as moléculas de um gás, em permanente movimento. Ao mesmo tempo, estão sempre colidindo com os átomos da estrutura em oscilação, modificando constantemente a direção do movimento.

Aparece um movimento em ziguezague irregular desses elétrons, no qual, em termos de valores médios não há direção predominante.

Quando um elétron abandona uma ligação covalente, fica faltando, nesse lugar, uma carga elétrica negativa, provocando então a formação de uma **lacuna**.

Verifica-se que essa lacuna, ou seja, uma carga negativa faltante na ligação da rede, também pode ser considerada como uma partícula autônoma, carregada positivamente.

Existem, pois, com a introdução de calor, elétrons livres e lacunas de igual número, e ambas as espécies de portadores contribuem para a condutividade do semicondutor.

1.2 DOPAGEM DE SEMICONDUTORES

Semicondutor intrínseco

É uma estrutura cristalina formada somente por átomos do mesmo cristal, sendo, portanto um material semicondutor muito puro. A natureza dos semicondutores é tal que mesmo quantidades muito pequenas de certas impurezas podem alterar drasticamente suas propriedades elétricas. Por esta razão, um semicondutor não seria chamado verdadeiramente intrínseco, a menos que, o nível de impurezas fosse muito pequeno. A figura 01 ilustra a estrutura cristalina do Si, a qual é idêntica a do Ge.

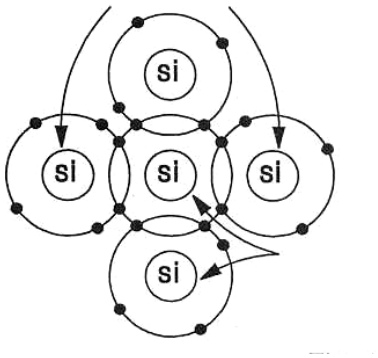


Figura 01 – A estrutura do silício numa representação bidimensional.

Semicondutor extrínseco

Na aplicação da eletrônica, o material semicondutor é dopado, isto é, propositalmente são adicionadas certas impurezas para resultar, em uma predominante condução de elétrons ou lacunas, qualquer que seja o requerido.

As impurezas usadas são geralmente de dois tipos: uma delas é formada por elementos que possuem três elétrons de valência e a outra por um elemento que possui cinco elétrons de valência. A primeira é chamada de **impureza tipo-P**, e a outra é chamada de **impureza tipo-N**, após a impureza ter sido adicionada, o material é então denominado um **semicondutor extrínseco.**

Dopagem do semicondutor

A **dopagem** é um processo químico que tem por finalidade introduzir átomos estranhos a uma substância na sua estrutura cristalina; podendo esta ser do tipo N ou do tipo P, o que dará origem ao cristal N ou então ao cristal P, conforme apresentado a seguir:

Dopagem em tipo N (cristal N)

Quando o processo de dopagem introduz na estrutura cristalina do Ge ou do Si uma quantidade de átomos com mais de quatro elétrons na última camada, forma-se uma nova estrutura cristalina denominada de **cristal N.** Tomemos como exemplo, a introdução de átomos de fósforo, que possuem cinco elétrons na última camada, dos cinco elétrons externos do fósforo, quatro encontram um elétron no cristal, que possibilita a ligação covalente, o quinto elétron do fósforo não forma ligação covalente porque não encontra um elétron na estrutura que possibilite esta formação. Este elétron isolado tem a característica de se libertar facilmente do átomo, passando a vagar livremente dentro da estrutura do cristal, constituindo-se um portador livre de carga elétrica. Veja na figura 02:

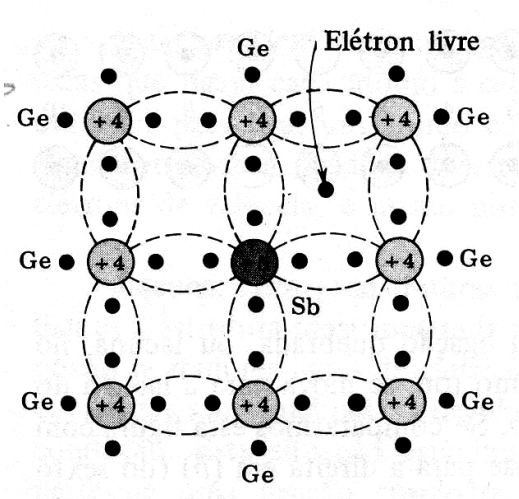


Figura 02

Dopagem em tipo P (cristal P)

A utilização de átomos com menos de quatro elétrons na última camada, originará um tipo de estrutura chamada de cristal P, tomando como base o átomo de índio, por exemplo, verifica-se a falta de um elétron para que os elementos com quatro elétrons (Si ou Ge) se combinem de forma covalente. Veja na figura 03:

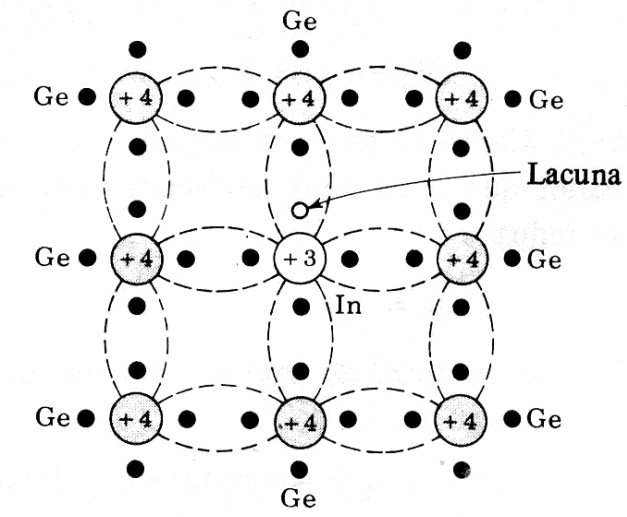


Figura 03

2. DIODO DE JUNÇÃO

2.1. JUNÇÃO PN

Se unirmos cristais do tipo P a cristais do tipo N, de maneira a constituirmos um cristal único (junção na qual é mantida a continuidade da estrutura cristalina), esta junção será denominada de **JUNÇÃO PN** ou **DIODO DE JUNÇÃO.**

Observações:

Nos elementos tipo N, os elétrons serão denominados portadores majoritários de carga, existindo também nesses elementos os portadores minoritários de carga que são as lacunas.

Nos elementos tipo P, as lacunas serão denominadas portadores majoritários de carga, existindo também nesses elementos os portadores minoritários de carga que são os elétrons.

O material N apresenta um grande número de elétrons e o material P um grande número de lacunas logo, quando dispostos a formar uma junção PN como na figura 04, haverá passagem de lacunas do elemento P ao N e de elétrons do N para o P durante a difusão, as áreas que se encontram em torno da junção, ficarão livres dos portadores de carga (elétrons e lacunas), devido à recombinação entre esses portadores e suas conseqüentes anulações. Com a formação de íons positivos de um dos lados da junção e negativos do outro, teremos um decréscimo nas correntes, o que é facilmente compreendido se lembrarmos que um elétron que tentar passar através da junção vindo do lado N, encontrará uma barreira negativa do lado P, que o repelirá; dando-se o mesmo com as lacunas, ficando claro que neste material ocorrerá um equilíbrio de cargas em torno da junção.

Com o acúmulo de íons positivos de um dos lados da junção e negativos do outro, se estabelecerá uma região de carga espacial ou região de cargas. Devido a pouca quantidade de cargas móveis esta região é chamada de **REGIÃO DE DEPLEXÃO.**

As cargas que se formaram nesta região de espaço de cargas dão origem a uma diferença de potencial Vo, e esta diferença de potencial pode ser esquematicamente representada por uma bateria, associada à junção.

Dentro da região de cargas existe uma carga positiva no lado de tipo N, e uma carga negativa no lado do tipo P, e isto dá origem a uma **barreira de potencial.**

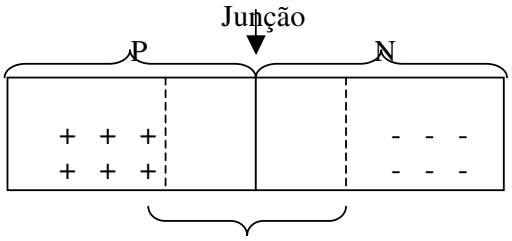


Figura 04 – Junção PN

Junção PN polarizada inversamente

A junção PN tem propriedades de retificadores, e se a conectamos a uma fonte de tensão, chamada de fonte de polarização, poderemos observar como tal dispositivo opera, na figura 05, temos uma bateria conectada aos terminais da junção, de tal forma que o pólo positivo está ligado ao material N, e o negativo ao material P. Assim, os portadores majoritários são atraídos pela bateria, ou seja, as lacunas do material P são atraídas pelo pólo negativo da bateria e os elétrons do material N pelo positivo.

Como estes portadores se afastam da junção à largura da barreira de potencial é aumentada, e quando a força de resistência do campo da barreira se iguala à da tensão aplicada, surge uma nova condição de equilíbrio, pois, nestas condições, os campos internos (da barreira) e externo (da tensão aplicada) somam-se; onde com a barreira aumentada, não pode haver fluxo de corrente, pois a barreira age como se fora um isolante

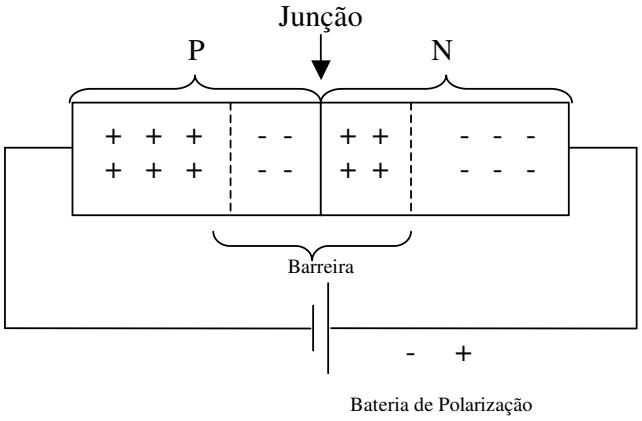


Figura 05 – Junção PN polarizada inversamente

Junção PN polarizada diretamente

Ocorre polarização direta quando o pólo positivo da bateria está ligado ao material P e o negativo ao material N, nesta situação a maioria dos portadores majoritários são repelidos em direção à junção (claro que uma lacuna não existe fisicamente, e quando falamos em movimento de lacuna subentende-se que um elétron se move no sentido oposto a ela).

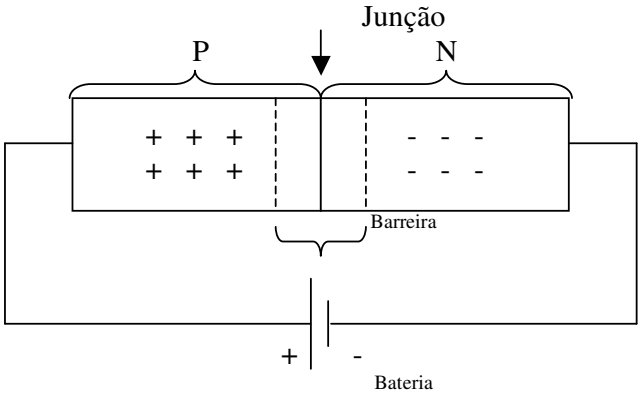


Figura 06 – Junção PN polarizada diretamente

O primeiro efeito disto é a neutralização de alguns íons doadores e receptores, e conseqüentemente uma redução na barreira de potencial. Até aqui, a corrente somente aumentou ligeiramente. Um aumento da tensão eventualmente reduzirá o potencial da barreira a zero, e então elétrons e lacunas irão se mover através da junção, os elétrons recombinando-se com elétrons no lado de tipo N assim, uma corrente agora flui através da junção. E esta corrente é aumenta rapidamente com somente um pequeno aumento adicional na tensão.

A corrente que flui quando uma polarização direta é aplicada é chamada de **corrente direta**, e consiste essencialmente de um fluxo de portadores em maioria de cada um dos lados através da junção. Estes portadores em maioria que cruzam a junção, tornam-se no outro lado portadores em minoria. Na figura 07 temos uma representação da junção não polarizada.

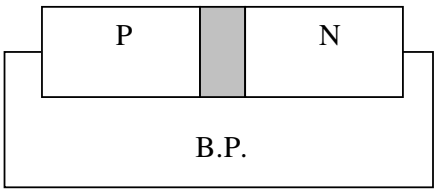


Figura 07 – Junção PN não polarizada

Até agora tínhamos visto, para efeito de explicação, um modelo teórico onde destacávamos os materiais P e N e os portadores de cargas. No entanto, nos circuitos usamos uma representação simbólica, como indica a figura 08.

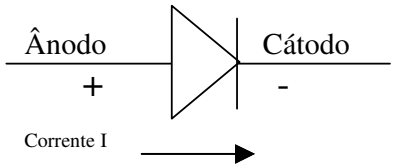


Figura 08 – Símbolo do diodo de junção

O símbolo usado quer dizer que o fluxo de corrente é do material P para o material N, ou seja, do anodo para o catodo e os sinais mais (+) e menos (-) indicam a polarização direta que produzirá tal corrente.

2.2. DIODO DE JUNÇÃO IDEAL

Como diodo de junção ideal, se compreende um diodo que apresenta características especiais, conduzindo ou bloqueando completamente.

Condução no diodo ideal

Um diodo ideal, polarizado diretamente, deve conduzir a corrente elétrica sem apresentar resistência, comportando-se como um interruptor fechado, o qual equivale ao circuito do diodo ideal em condução.

Bloqueio do diodo ideal

Polarizando inversamente um diodo semicondutor, ideal, deve-se comportar como um isolante perfeito, impedindo completamente a circulação de corrente. A condição de bloqueio de um diodo também pode ser denominada de corte do diodo, por que o diodo corta a circulação de corrente; comportando-se como um interruptor aberto, o qual equivale ao circuito do diodo ideal em corte.

2.3. DIODO DE JUNÇÃO REAL

O diodo de junção real apresenta algumas diferenças em relação ao diodo de junção ideal. Estas diferenças existem porque o processo de purificação dos cristais semicondutores para fabricação de componentes eletrônicos não é perfeito. Após a purificação ainda existe nos cristais uma pequena quantidade de impurezas originárias da formação do material na natureza. Estas impurezas, chamadas de portadores minoritários, resultantes da deficiência na purificação fazem com que as características de condução e bloqueio dos diodos reais se distanciem dos ideais.

Condução no diodo real

Dois fatores diferenciam o diodo real no sentido de condução:

A barreira de potencial
A resistência interna

A barreira de potencial, existente na junção dos cristais, faz com que o diodo entre em condução efetiva apenas a partir do momento em que a tensão da bateria externa atinge um valor maior que a tensão da barreira de potencial, veja na figura 09:

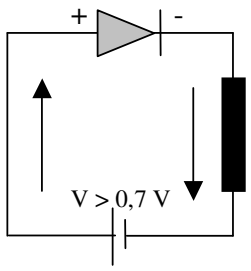


Figura 09 – Diodo Real

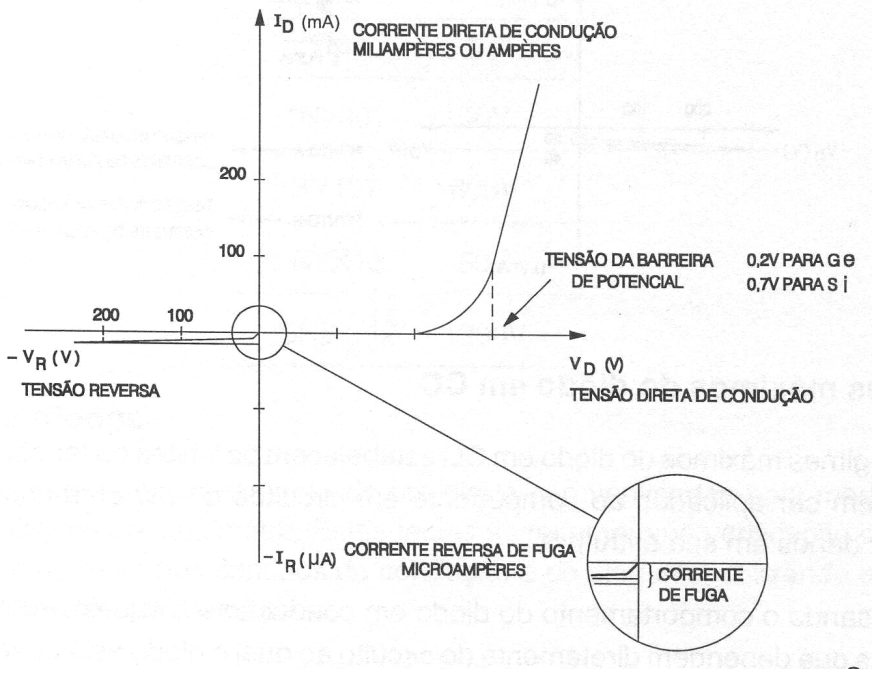
A resistência interna é devida ao fato de que o cristal dopado não é um condutor perfeito; esta, na condução, normalmente é menor que 1 Ω, como na maioria dos casos em que o diodo é utilizado, as tensões e resistências externas do circuito são muito maiores que os valores internos do diodo (0,7v e ; 1 Ω), podemos normalmente considerar o diodo real igual ao ideal no sentido de condução, sem provocar um erro significativo.

Bloqueio no diodo real

O diodo real polarizado inversamente, não é capaz de impedir completamente a existência de corrente no sentido inverso, fluindo uma pequena corrente inversa (que é desprezível), sendo esta denominada de **corrente de fuga**, é da ordem de alguns microampéres. Isto significa que no sentido inverso o diodo apresenta uma resistência elevadíssima (vários Mega Ohms).

Como a corrente de fuga é muito pequena comparada com a corrente de condução, a resistência inversa do diodo pode ser desprezada na análise da grande maioria dos circuitos, considerando-se o diodo como ideal.

A figura 10, representa a curva característica de um diodo, com polarização direta e reserva.



Vd = Tensão direta Id = Corrente direta

Vr = Tensão reversa Ir = Corrente reversa

Figura 10 - Curva característica do Diodo Real

A curva da figura 10 será a mesma para os elementos de germânio e silício. Como já se sabe, pode ser polarizado diretamente ou reversamente. Em polarização direta o germânio começa a conduzir com cerca de 0,3V, e o silício com cerca de 0,6V. Podemos notar pela curva (em polarização direta), que para pequenos valores de tensão **Vd**, quase não temos **Id**, passando a existir corrente somente quando atingirmos as características de condução do germânio e do silício. Em polarização reversa, notamos que para pequenos valores de tensão a corrente **Ir** é aproximadamente constante. Se aumentarmos **Vr** até próximo da tensão de ruptura, notaremos que **Ir** quase não apresenta variações, sendo ainda de pequeno valor. Ao atingirmos a tensão de ruptura, ocorrerá o efeito avalanche (**Break Down**), que consiste no seguinte:

A tensão reversa aplicada à junção, aumenta a barreira de potencial, e conseqüentemente um elétron minoritário presente nesta região será acelerado devido ao campo elétrico. Com o aumento gradativo da tensão reversa, mais e mais elétrons são acelerados, dando origem a novos elétrons livres e a posteriores aumentos de corrente. Pois bem, elevando-se a corrente, mais portadores serão liberados, estabelecendo-se um ciclo que culminará com a ruptura do elemento semicondutor (Break Down).

2.4 COMPORTAMENTO DO DIODO EM AC

Considerando inicialmente o primeiro semiciclo da tensão alternada, de 0 a π. Neste intervalo, a tensão é positiva e o diodo fica polarizado diretamente,

deixando passar uma corrente que tem a mesma forma de onda senoidal da tensão aplicada, com exceção da parte inicial e final do semiciclo, que apresenta alguma distorção, devido ao fato de que a característica do diodo não é linear nesta região, (figura 11).

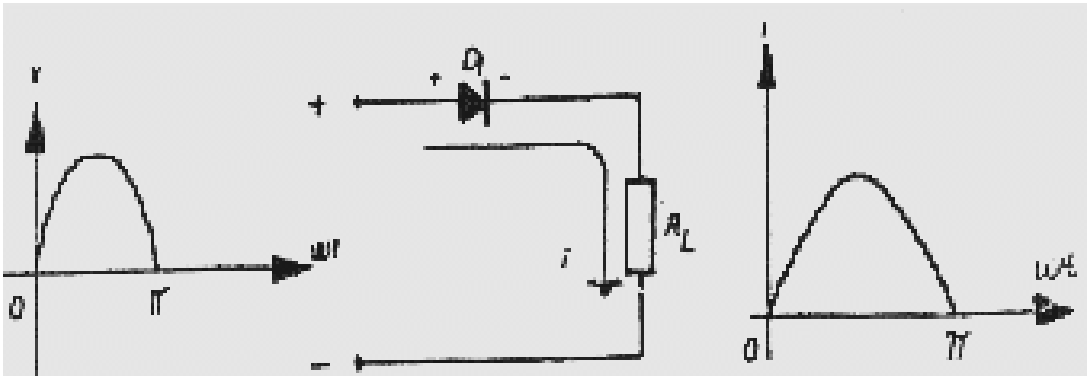


Figura 11

No semiciclo seguinte, de π a 2 π, a tensão se torna negativa, e o diodo é polarizado inversamente; agora ele oferece uma resistência muito alta à passagem da corrente, circulando somente a corrente de fuga, que pode ser desprezada em comparação com a corrente direta, (figura 12).

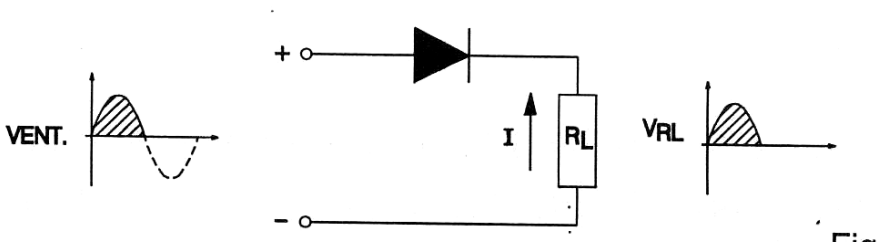


Figura 12

2.5 REGIME MÁXIMO DO DIODO EM CC

Os regimes máximos do diodo em CC estabelecem os limites da tensão e corrente que podem ser aplicados ao componente em circuitos de corrente contínua, sem provocar danos a sua estrutura. Analisando o comportamento do diodo em condução e bloqueio verifica-se que os fatores que dependem diretamente do circuito ao qual o diodo está conectado são:

Corrente de condução (If)
Tensão reversa (Vr)

Pois a tensão de condução **Vd** não depende do circuito (0,7 V para o silício e 0,3 V para o germânio) e a corrente de fuga depende apenas do material do diodo (alguns microamperes).

Corrente máxima de condução:

A corrente de condução máxima de cada tipo de diodo é dada pelo fabricante em folhetos técnicos, nestes folhetos, a corrente máxima de condução aparece designada pela sigla **If.**

Tensão reversa máxima:

As tensões reversas colocam o diodo em bloqueio. Nesta condição toda a tensão aplicada ao circuito fica aplicada sobre o diodo. Cada diodo tem a estrutura preparada para suportar um determinado valor de tensão reversa. Aplicando um valor de tensão reversa superior ao especificado para cada diodo, a corrente de fuga aumenta excessivamente e o diodo é danificado. Os fabricantes de diodos fornecem em folhetos técnicos o valor característico de tensão máxima que o diodo suporta sem sofrer a ruptura. Este valor aparece designado pela sigla **Vr.**

Na tabela a seguir encontram-se as especificações básicas de alguns diodos retificadores (25º C).

Diodos	Corrente direta máxima (A)	Tensão de pico inversa (V)
IN 4606	0,2	70
BY 126	1,0	650
DY 127	1,0	1250
BYX 10	2,0	800
IN 4001	1,0	50
IN 4004	1,0	400
IN 4007	1,0	1000
IN 1615 R	5,0	600

2.6 EFEITO DA TEMPERATURA NA CARACTERÍSTICA

Uma junção PN sofre influência da temperatura. A temperatura máxima do elemento silício, está por volta de 150º C, enquanto que a do germânio acha-se por volta de 100º C. para cada aumento de 1º C na temperatura, teremos em decorrência, uma queda na tensão direta, cerca de 2,5 mV / º C.

2.7 RESISTÊNCIA DO DIODO

Resistência estática

A partir da característica direta do diodo podemos observar que não é um elemento ôhmico e sua resistência é em função do ponto de operação. A resistência estática é também denominada **resistência contínua** e é significativa para circuitos com pontos de operação fixos.

Resistência dinâmica

A resistência dinâmica é determinada a partir das variações em torno do ponto quiescente, ambas as resistências dependem do ponto de trabalho, porém, convém lembrar que a resistência dinâmica tem interesse para regiões de pequenas variações de tensão e corrente, e não em toda a característica do diodo.

A resistência que um diodo oferece em polarização direta é denominada **resistência direta** e é extremamente baixa; da ordem de algumas dezenas de ohms, e a resistência reversa apresenta valores da ordem de algumas dezenas de milhões de ohms.

2.8 TEMPO DE CHAVEAMENTO DO DIODO

Quando o diodo passa da condição reversa para a condição direta ou vice versa, há a passagem por um transitório, decorrendo certo intervalo de tempo antes que o diodo volte ao regime estacionário. O tempo de recuperação direta **tfr** é a diferença de tempos entre o ponto que corresponde a 10% do valor final da tensão do diodo e o ponto que corresponde a 90% do valor final da tensão; na maioria das aplicações, o **tfr** não constitui na prática um problema sério e, assim, consideramos apenas a mais importante situação, que é a **recuperação reversa.**

Tempo de recuperação reversa do diodo:

Quando uma tensão externa polariza diretamente uma junção PN, a densidade de portadores minoritários em regime permanente é muito grande; estes, em cada caso, foram fornecidos pelo outro lado da junção, onde, sendo majoritários, são fornecidos abundantemente. Se a tensão externa é repentinamente alterada (invertida) de direta para reversa em um circuito cujo diodo é atravessado por

uma corrente direta, a nova corrente (reversa) do doido não cairá imediatamente para seu valor de regime permanente, pois a corrente não pode atingir seu valor de regime enquanto a distribuição de portadores minoritários irão tornar a densidade de portadores minoritários injetados ou em excesso quase nula.

Durante este intervalo de tempo o diodo continuará conduzindo facilmente, e a corrente será determinada pela resistência externa no circuito do diodo.

2.9 CLASSIFICAÇÃO DOS DIODOS

Diodo Zener

Diodos projetados com capacidades adequadas de dissipação de potência para operar na região de ruptura podem ser empregados como **dispositivos de tensão constante, tensão de referência ou de avalanche.**

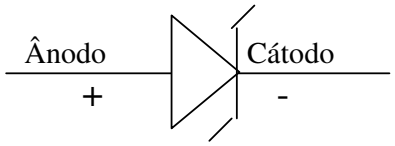


Figura 13 – Simbologia do Diodo Zenner

Os diodos zener são usados da seguinte forma: a fonte **V** e o resistor **R** são selecionados de maneira que, inicialmente, o diodo esteja operando na região de ruptura. A tensão sobre o diodo, que é também a tensão na carga **R1**, é igual a **Vz**, e a corrente do diodo é denominada **Iz.** O diodo irá regular, agora, a tensão na carga contra as variações de corrente (na carga) e também contra as variações de tensão na fonte de alimentação, pois na região de ruptura, grandes variações na corrente do diodo produzem pequenas variações na tensão (do diodo); além disso, como existem mudanças na corrente de carga ou na tensão de alimentação, a corrente do doido "se acomodará" a estas mudanças para manter a tensão na carga **aproximadamente constante.**

Como os diodos zener são empregados para tensões superiores a 2V; abaixo desta tensão é comum o uso de diodos polarizados diretamente para serem usados como reguladores de tensão, e como referência; pois a característica volt-ampére de um diodo polarizado diretamente é igual à característica reversa, exceto que, para a característica direta, o joelho ocorre para uma tensão mais baixa. Para alcançar tensões maiores, colocamos vários diodos em série. Tal conjunto de diodos, encapsulados como um único dispositivo, é encontrado com tensões de até 5V, sendo às vezes preferidos aos diodos zener polarizados reversamente, que em baixas tensões tem valores muito altos de resistência dinâmica.

As características elétricas do diodo zener são:

- Tensão Zener

- Potência Zener

- Coeficiente de temperatura

- Tolerância

- *Tensão Zener:* a tensão zener (tensão de ruptura) dos diodos zener depende do processo de fabricação e da resistividade da junção semicondutora. Os diodos zener são fabricados para valores de tensão zener da ordem de 2V até algumas dezenas de volts.

- Potência Zener: o diodo zener funciona na região de ruptura, apresentando um valor determinado de tensão sobre seus terminais (**Vz**), sendo percorrido por um uma corrente inversa.

Nestas condições verifica-se que o componente dissipa potência em forma de calor. A potência é dada pelo produto de tensão e corrente:

$P = V \cdot I \longrightarrow$ POTÊNCIA
$Pz = Vz \cdot Iz \longrightarrow$ POTÊNCIA ZENER

O valor da potência determina a dissipação máxima que o componente pode suportar, o que possui uma relação direta como a região de funcionamento do zener, a qual é definida por dois valores de corrente, uma vez que sua tensão inversa é constante; sendo estas:

- Iz máximo
- Iz mínimo

O valor de **Iz** máximo é definido pela potência zener:

$$Iz\ máx = \frac{Pz}{Vz}$$

O valor de **Iz** mínimo é definido como 10% do valor de **Iz** máximo.

- *Tolerância:* a tolerância do diodo zener informa a variação que pode existir entre o **valor especificado** e o valor real da tensão reversa do diodo zener. Isto significa que um diodo zener de 12V pode ter uma tensão reversa real, por exemplo, de 11,5V.

Varicap

Os varicaps são diodos semicondutores especiais que substituem os capacitadores variáveis, em circuitos de alta frequência. Nestes diodos aproveitam-se as características da capacidade da junção PN quando polarizada reversamente, pois um aumento da tensão reversa aplicada ao diodo, faz com que haja um aumento da largura da barreira de potencial e conseqüentemente uma diminuição da capacidade da junção.

Este tipo de diodo é indicado para moduladores de FM, sintonizadores de FM, controle de frequência, etc.

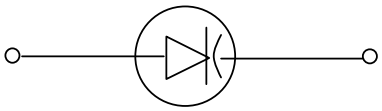


Figura 16 – Símbolo do varicap

Diodo emissor de luz - LED

O diodo do tipo LED é um diodo semicondutor que apresenta emissão de luz regida pelo fenômeno da eletroluminescência. Assim como é necessário fornecer energia para gerar o par elétron-lacuna, da mesma maneira a energia é liberada quando um elétron se recombina com uma lacuna. Esta energia liberada é transferida para o cristal sob forma de calor. Em outros semicondutores tais como o arseneto de gálio, há uma quantidade considerável de recombinação direta.

Nestas circunstâncias a energia liberada pelo elétron, ao cair da banda de condução para a banda de valência, aparece em forma de radiação. Um diodo

que funcione nestas condições é chamado de **Diodo Emissor de Luz (LED)**, embora a maior parte da radiação emitida esteja na faixa do infravermelho. A eficiência do processo de geração de luz aumenta com a corrente injetada e com a diminuição da temperatura. A luz está concentrada perto da junção devido ao fato de que a maior parte dos portadores se recombinam nas vizinhanças da mesma. O diodo emissor de luz, identificado comunente como LED é representado pelo símbolo apresentado na figura 17.

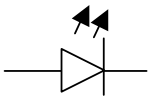


Figura 17 – Símbolo do LED

Os LED são encontrados com as mais diversas formas e dimensões, conforme mostra a figura 18.

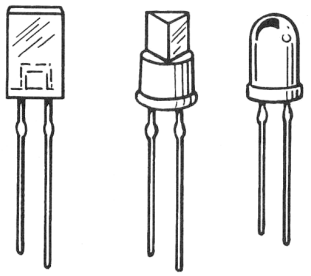


Figura 18 – Tipos mais comuns de Diodo

O catodo de um LED, de formato redondo, pode ser identificado por um “corte” na base do encapsulamento. (figura 19)

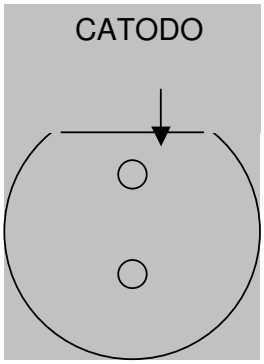


Figura 19 - Corte no lado do Catodo (Vista de baixo)

Características do LED

- Corrente direta nominal (If): É um valor de corrente de condução indicado pelo fabricante no qual o LED apresenta um rendimento luminoso ótimo (normalmente 20mA).

-Tensão direta nominal (Vf): Especificação que define a queda da tensão típica do diodo no sentido de condução. A queda de tensão nominal (Vf) ocorre no componente quando a corrente direta tem valor nominal (If).

- *Tensão reversa máxima (Vr):* Especificação que determina o valor máximo de tensão, que o LED suporta, no sentido inverso sem sofrer ruptura. A tensão inversa máxima dos LED's é pequena, da ordem de 5V.

A tabela abaixo apresenta as características de alguns LED.

LED	***COR***	***Vf a If = 20 mA***	***If máx.***
LD 30C	Vermelho	1,6V	100mA
LD 37I	Verde	2,4V	60mA
LD 3I1	amarelo	2,4V	60mA

LED bicolor

O LED bicolor consiste, na verdade, de dois LED's colocados dentro de uma mesma cápsula.

Estes LED's têm três terminais. (figura 20)

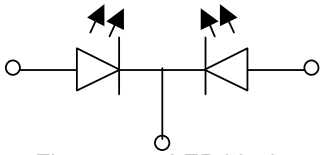


Figura 20 - LED bicolor

LED infra-vermelho

A luz infra-vermelha é um tipo de irradiação que não é visível ao olho humano, este tipo de luz é usado principalmente em alarmes, controle remoto, etc. Assim os LED's que emitem esta luz, funcionam como os outros, porém não se pode observar visualmente se estão ligados ou não.

Fotodiodo

O fotodiodo é um diodo semicondutor com junção PN cuja característica é operar na polarização inversa da junção. Na polarização inversa a corrente é praticamente nula, porém, se o cristal for devidamente dopado, o número de portadores aumenta tremendamente sob luz incidente, pois esta fornece energia sob forma de fótons. E este é o princípio básico do funcionamento de um fotodiodo.

A aplicação do fotodiodo se verifica em leitura de cartões, circuitos digitais, acopladores ópticos, etc.

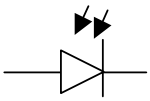


Figura 21 – Símbolo do fotodiodo

3. RETIFICADORES

3.1 RETIFICADORES DE ½ ONDA

A retificação de meia onda é um processo de transformação de CA em CC, que permite o aproveitamento de apenas um semiciclo da tensão de entrada, na carga, (figura 22).

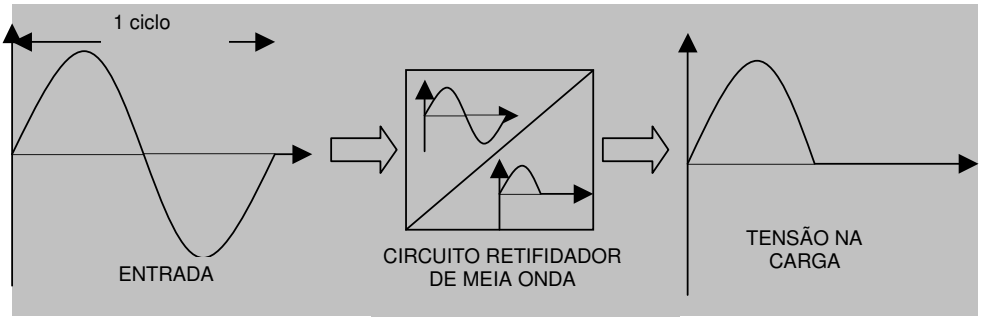


Figura 22 - Entrada e Saída na retificação de ½ onda

Funcionamento

Primeiro semiciclo

Durante o primeiro semiciclo a tensão é positiva no ponto A, com relação ao ponto B. esta polaridade de tensão de entrada coloca o diodo em condução, permitindo a circulação de corrente. (figura 23)

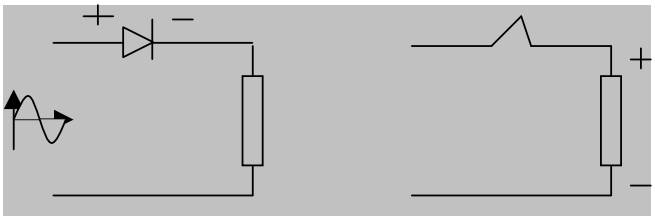


Figura 23

A tensão sobre a carga assume a mesma forma da tensão de entrada, (figura 24).

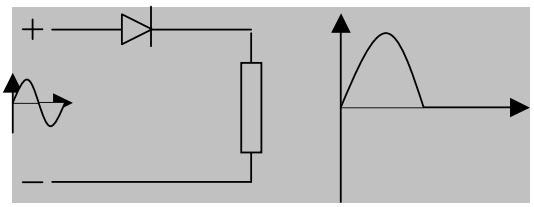


Figura 24

O valor de pico de tensão sobre a carga é menor que o valor do pico de tensão da entrada, porque o diodo, durante a condução, apresenta uma pequena queda de tensão Vd (0,7 para o silício e 0,3V para o germânio). Entretanto, na maioria dos casos, a queda de tensão sobre o diodo pode ser desprezada porque o seu valor é muito pequeno em relação ao valor total do pico de tensão sobre a carga.

Segundo semiciclo

Durante o segundo semiciclo, a tensão de entrada é negativa no ponto A, com relação ao ponto B, esta polaridade de tensão de entrada coloca o diodo em bloqueio, logo não há corrente, (figura. 25).

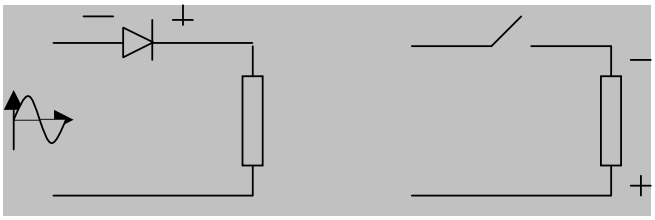


Figura 25

Nesta condição toda a tensão de entrada é aplicada sobre o diodo, que atua como interruptor aberto, e a tensão na carga é nula porque não há circulação de corrente, (figura 26).

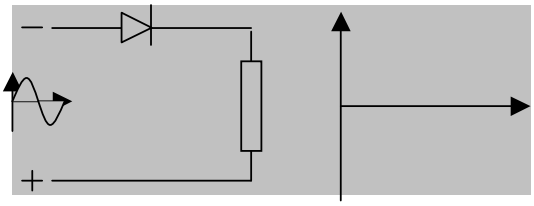


Figura 26

Observa-se que para cada ciclo completo da tensão de entrada, apenas um semiciclo passa para a carga, enquanto o outro semiciclo fica sobre o diodo. Os gráficos da figura 27 ilustram o que foi descrito.

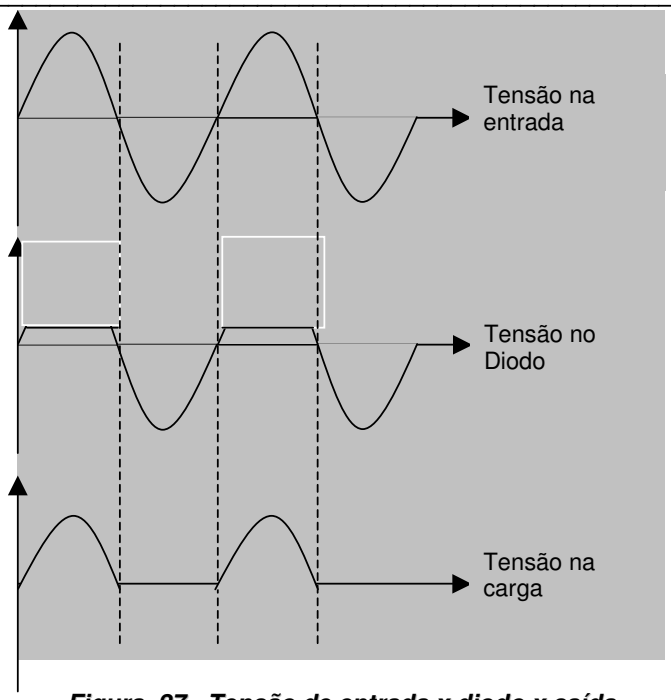


Figura 27 - Tensão de entrada x diodo x saída

Retificação de meia onda com tensão de saída negativa

Dependendo da forma como o diodo está colocado no circuito retificador, pode-se obter uma tensão CC positiva ou negativa em relação ao terra.

Tensão e corrente CC de saída da retificação de meia onda.

Tensão de saída

A tensão na carga, apesar de ser contínua, não é constante, recebendo o nome de contínua pulsante. O valor médio DC de um sinal alternado senoidal é nulo, assim se conectarmos um voltímetro DC para medir um sinal senoidal, a leitura indicada pelo aparelho será zero. Se medirmos, com um medidor DC, o sinal da figura 26, que é um sinal retificado de meia onda, pulsante e senoidal, o medidor fornecerá o valor DC do sinal também denominado valor contínuo.

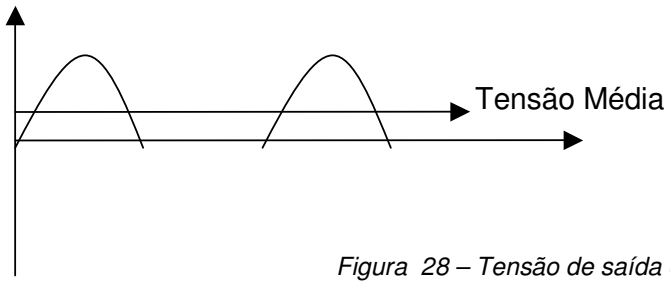


Figura 28 – Tensão de saída e tensão média

O valor DC é dado pela relação abaixo:

Vdc = 1 / π x (Em)

Esta relação representa a área sob a curva, dividida pelo período da onda retificada.

É importante notar que num circuito retificador de meia onda, quando o diodo for polarizado reversamente, aparece uma tensão em seus terminais denominada **tensão de pico reversa.** E de acordo com a aplicação da Segunda Lei de Kirchhoff, em um retificador de ½ onda, determinamos que o valor da tensão de pico é o valor máximo da tensão alternada aplicada.

Corrente de saída

Na retificação de meia onda a corrente de saída também é pulsante, uma vez que a tensão sobre a carga é pulsante, isto implica que a corrente média na saída (sobre a carga) é uma média entre os períodos de existência e inexistência de corrente, (figura 28.1).

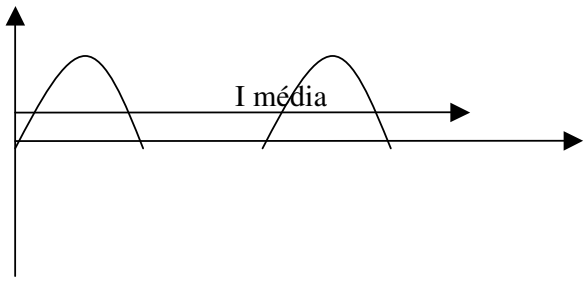


Figura 28.1 – Corrente média de saída

Inconvenientes da retificação de meia onda:

A retificação de meia onda apresenta alguns inconvenientes, decorrentes da sua condição de funcionamento.

- O rendimento é baixo (45%) em relação à tensão eficaz de entrada

- Nas retificações com transformador existe um mau aproveitamento da capacidade de transformação porque a corrente circula em apenas um semiciclo

3.2 RETIFICADOR DE ONDA COMPLETA

É um processo de conversão de corrente alternada em corrente contínua que faz o aproveitamento dos dois semiciclos da tensão de entrada, (figura 29).

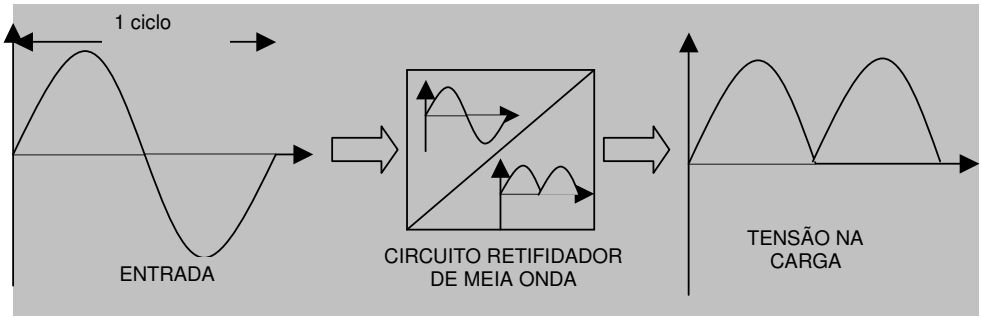


Figura 29 – Corrente média de saída

O circuito retificador de onda completa é o mais empregado nos equipamentos eletrônicos porque realiza um melhor aproveitamento da energia aplicada na entrada. Esta retificação pode ser realizada de duas maneiras distintas:

- Empregando um transformador com derivação central e dois diodos.
- Empregando quatro diodos ligados em ponte.

Retificação de onda completa com dois diodos.

A retificação de onda completa com derivação central, é a denominação técnica do circuito retificador de onda completa que emprega dois diodos com um transformador com derivação central. A figura 31 apresenta a configuração deste tipo de circuito retificador.

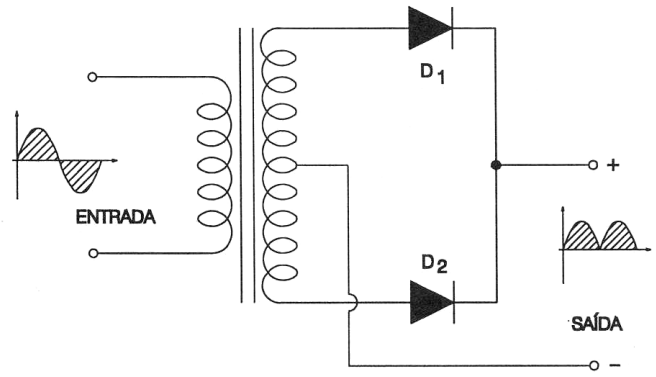


Figura 30 – Retificador de onda completa com 2 diodos

Este tipo de retificação também é chamado de retificação de onda completa **CENTER TAPE**, a expressão significa **DERIVAÇÃO CENTRAL.**

Funcionamento

O princípio de funcionamento do circuito retificador de onda completa pode ser facilmente compreendido, considerando-se cada um dos semiciclos da tensão de entrada isoladamente, conforme mostra a figura 31.

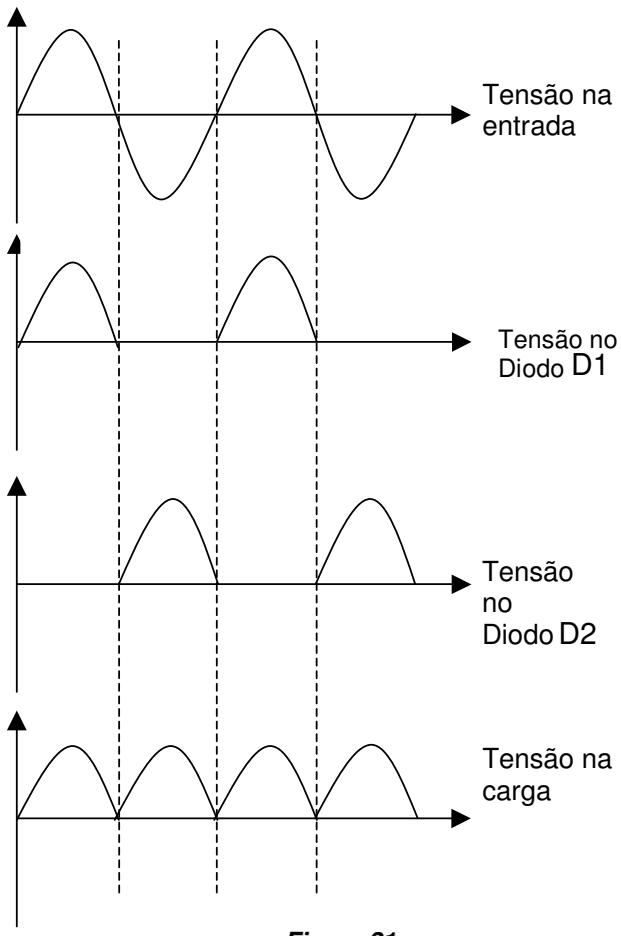


Figura 31

Para tensões de entrada acima de 10Vca pode-se desconsiderar a queda de tensão no diodo, desenvolvendo a equação como:

$Vcc = 2 \left(\frac{Em - Vd}{\pi} \right)$ desconsiderando Vd têm-se:

$Vcc = 2 . \frac{Em}{\pi}$ como $Em = Vca . \sqrt{2}$

$Vcc = 2 . \frac{Vca . \sqrt{2}}{\pi}$ simplificando: $\sqrt{2}$ / π têm-se:

Vcc = 2 . Vca . 0,45

Corrente de saída

A corrente média na saída da retificação de onda completa depende da tensão média:

$$IDC = \frac{Vdc}{RL}$$

Relação entre freqüência de entrada e freqüência de saída:

Na retificação de onda completa cada ciclo da tensão CA de entrada é transformado em dois semiciclos de tensão sobre a carga. Desta forma, a freqüência dos picos de tensão sobre a carga é o dobro da freqüência da rede, (figura 32).

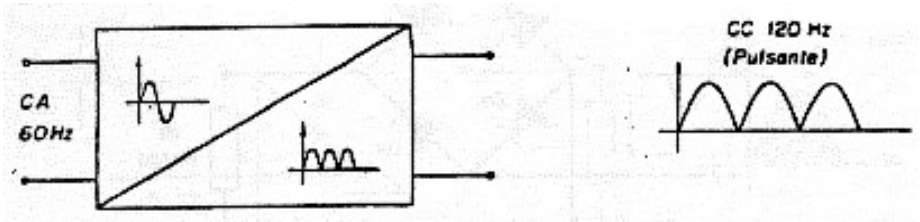


Figura 32

3.3 RETIFICADOR EM PONTE

A retificação em ponte com quatro diodos entrega à carga uma onda completa sem que seja necessário utilizar um transformador com derivação central. A figura 33 apresenta a configuração da retificação de onda completa em ponte.

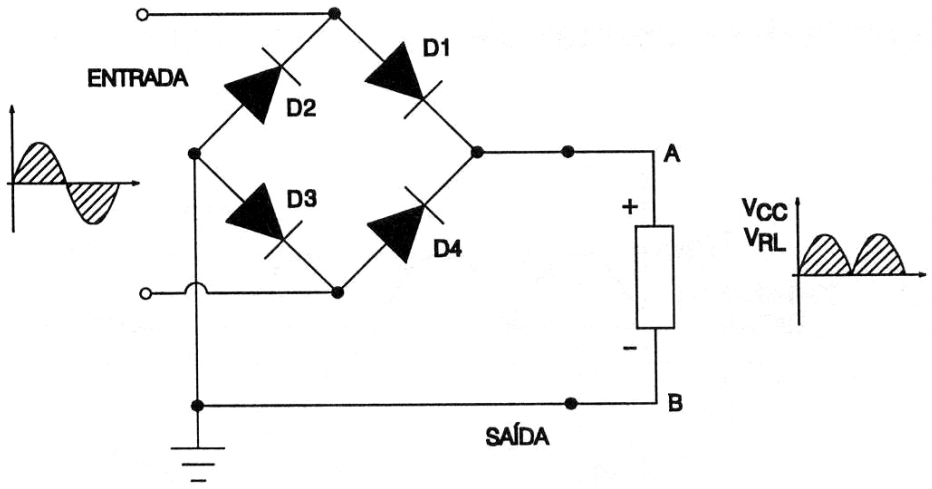


Figura 33

Funcionamento

Primeiro Semiciclo

Considerando a tensão positiva no terminal de entrada superior, teremos:

Diodo 1 – anodo positivo em relação ao catodo = CONDUÇÃO

Diodo 2 – catodo positivo em relação ao anodo = BLOQUEIO

Diodo 3 – catodo negativo em relação ao anodo = CONDUÇÃO

Diodo 4 – anodo negativo em relação ao catodo = BLOQUEIO

Segundo Semiciclo

No segundo semiciclo ocorre a intervensão da polaridade nos terminais de entrada do circuito, onde teremos:

Diodo 1 = anodo negativo em relação ao catodo – BLOQUEIO

Diodo 2 = catodo negativo em relação ao anodo – CONDUÇÃO

Diodo 3 = catodo positivo em relação ao anodo – BLOQUEIO

Diodo 4 = anodo positivo em relação ao catodo – CONDUÇÃO

A ponte retificadora entrega à carga, os dois semiciclos, da mesma forma que a retificação de ponto central, com uma freqüência da CC pulsante igual ao dobro da freqüência da rede.

A ponte retificadora também pode ser representada em esquema conforme mostra a figura 34

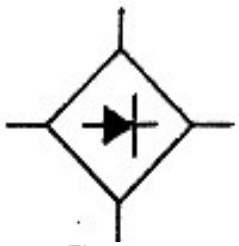
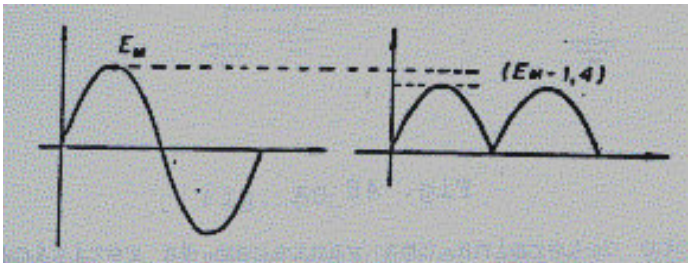


Figura 34

Tensão e corrente CC de saída da retificação em ponte

Tensão de Saída

A ponte retificadora fornece na saída o mesmo tipo de forma de onda que a retificação com derivação central, contudo, há uma diferença em termos de tensão de pico sobre a carga, devido ao fato de que na ponte retificadora em cada semiciclo existem dois diodos em série, o que implica que o pico de tensão sobre a carga é 1,4V menor que o pico de tensão na entrada (para diodos de Si), (figura 35).



Para tensões acima de 20 Vca na entrada da ponte pode-se desconsiderar as quedas de tensão nos diodos (2Vd) de forma que o desenvolvimento da equação resulta em:

Tensão CC média na saída

$$Vcc = \frac{2 \times Em - 2Vd}{\pi} = \frac{2 \cdot Em}{\pi}$$

Para uma mesma tensão de saída, a retificação em ponte usa apenas uma tensão no secundário, enquanto que a retificação com derivação central, necessita de duas tensões, com o terminal central comum. As figuras 36 e 37 mostram claramente o que foi descrito:

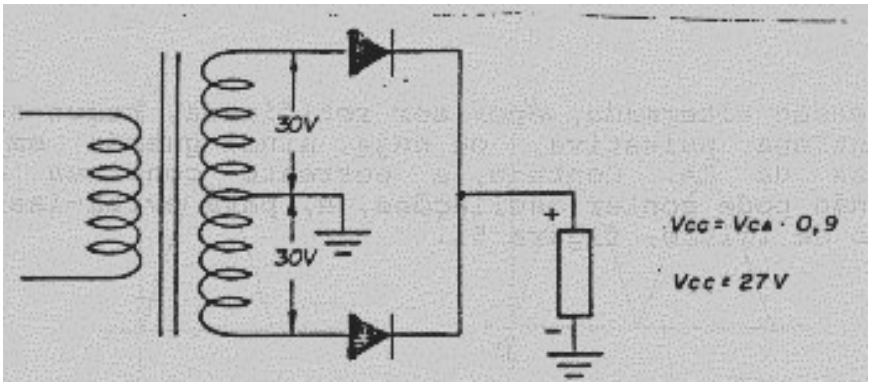


Figura 36

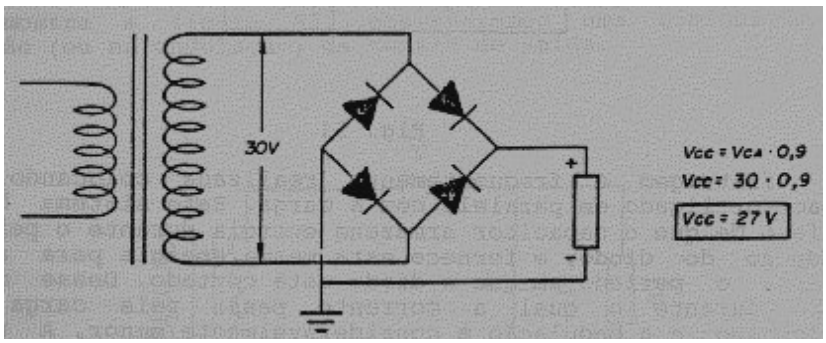


Figura 37

Conseqüentemente o transformador é melhor aproveitado nas retificações em ponte porque o secundário trabalha integralmente nos dois semiciclos.

Corrente de saída

A Corrente de saída é dada pela mesma equação utilizada na retificação de ponto médio:

$$IDC = \frac{Vdc}{RL\ (carga)}$$

3.4 FILTROS

Uma tensão alternada, após ser retificada, reduz-se a uma tensão contínua pulsativa, ou seja, ainda guarda em si as alternâncias da CA. Contudo, a corrente contínua CC que desejamos não pode conter oscilações, e para evitá-las usamos um circuito de filtro, (figura 38).

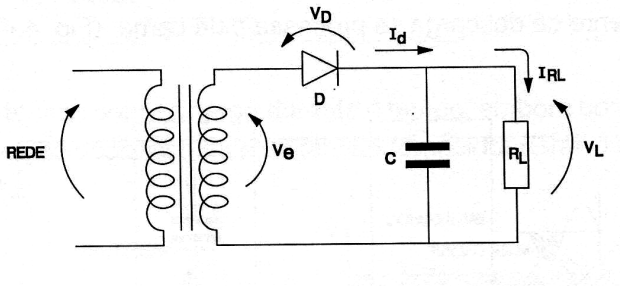


Figura 38 – Circuito retificador de1/2 onda com filtro

A filtragem é freqüentemente realizada colocando-se um capacitor ligado em paralelo com a carga. Este sistema baseia-se no fato de que o capacitor armazena energia durante o período de condução do diodo, e fornece esta mesma energia para a carga durante o período em que o diodo está cortado. Desse modo, o tempo durante o qual a corrente passa pela carga RL, é prolongado e a ondulação é consideravelmente menor. A tensão de ondulação é definida a partir do seu valor médio ou CC.

Filtro capacitivo

Tanto o retificador de meia onda quanto o de onda completa, apresentam como resultados, correntes contínuas, porém pulsantes, como mostra a figura 39.

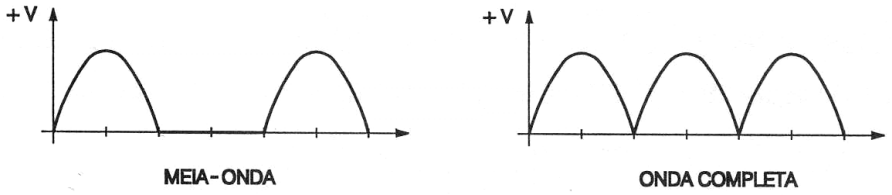


Figura 39 - Saída de um retificador sem filtro

Se conectarmos um capacitor em paralelo com a carga, como mostra a figura 40, observaremos uma diminuição na variação (ou na ondulação) da tensão de saída.

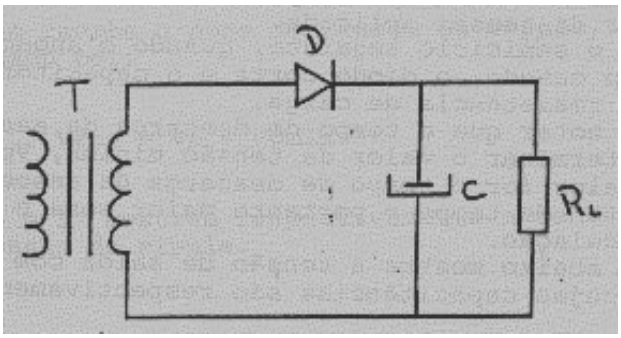


Figura 40

A tensão de saída com o capacitor é mostrada na figura 41.

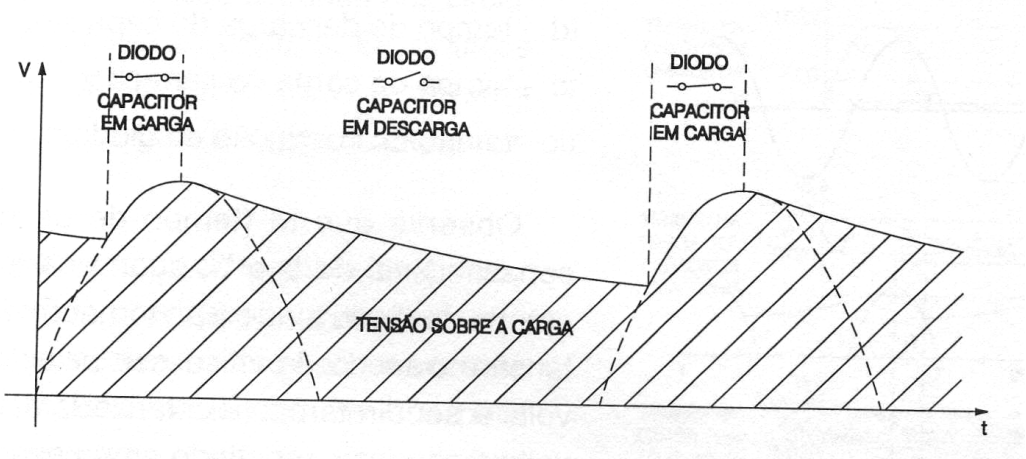


Figura 41

Durante o meio ciclo em que o anodo for positivo em relação ao catodo, do diodo, o diodo conduz e o capacitor C se carrega simultaneamente com o valor da tensão aplicada.

Durante o semiciclo seguinte, quando o anodo for negativo em relação ao catodo, o diodo corta e o capacitor C descarrega-se através da resistência de carga.

É fácil notar que o tempo de descarga da associação RL x C é que vai determinar o valor da tensão mínima, Vpmin.

Quanto maior for o tempo de descarga da associação maior será a constante de tempo e, portanto, maior será o valor mínimo e menor a ondulação. A figura 42, mostra a tensão de saída com três capacitores de filtro cujas capacitâncias são respectivamente C1 < C2 < C3.

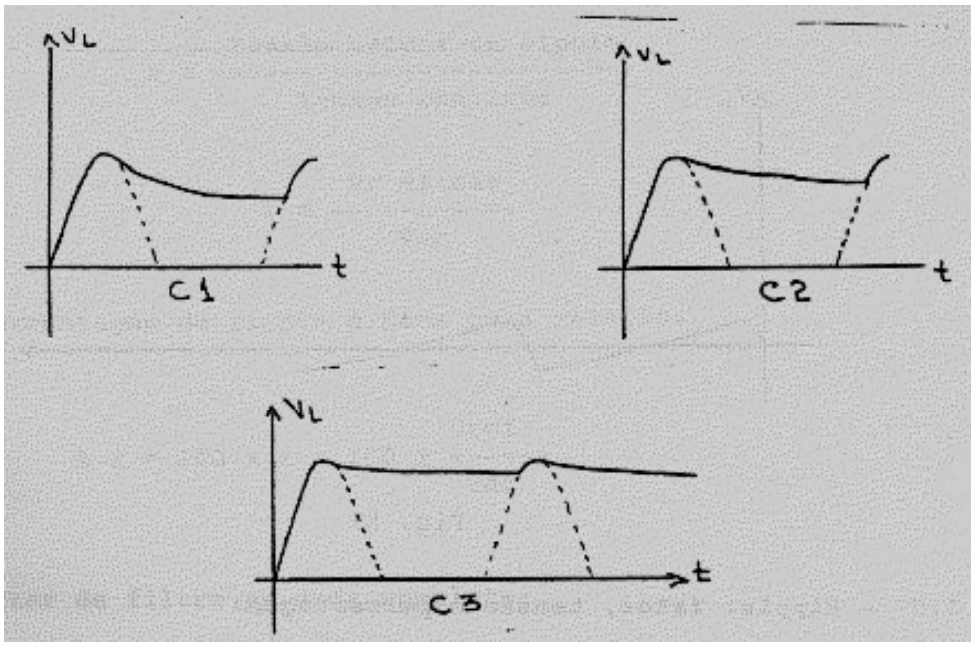


Figura 42

Essa ondulação recebe o nome de **tensão de ripple**, e seu valor pico a pico é dado por:

Vrpp = Vp – Vpmin.

As figuras 43 e 44 mostram respectivamente a tensão de saída na carga e a tensão de ripple.

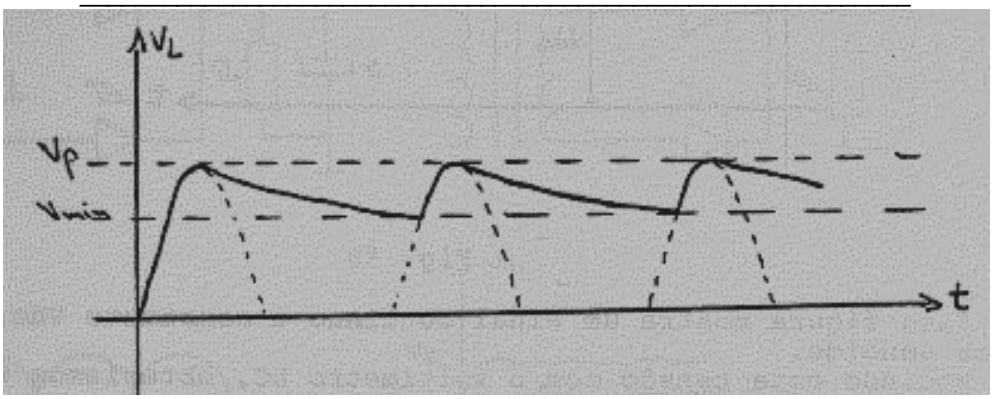


Figura 43

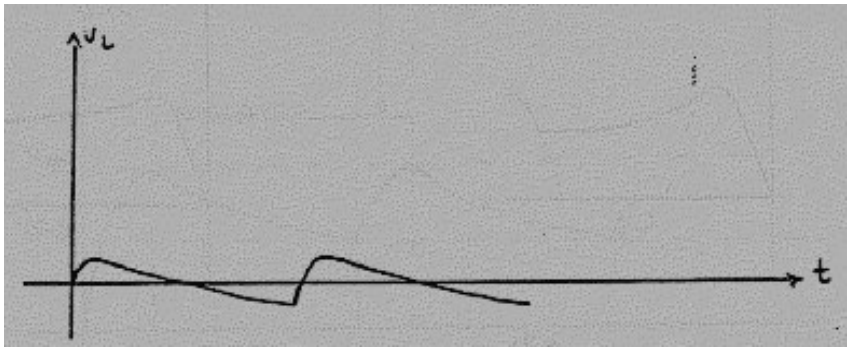


Figura 44

Ripple: fator, tensão e percentagem

Para uma melhor compreensão do equacionamento do fenômeno e para uma melhor visualização do circuito, analisaremos a forma de onda da figura 45, que se aproxima em muito, da tensão de saída de um circuito com filtro.

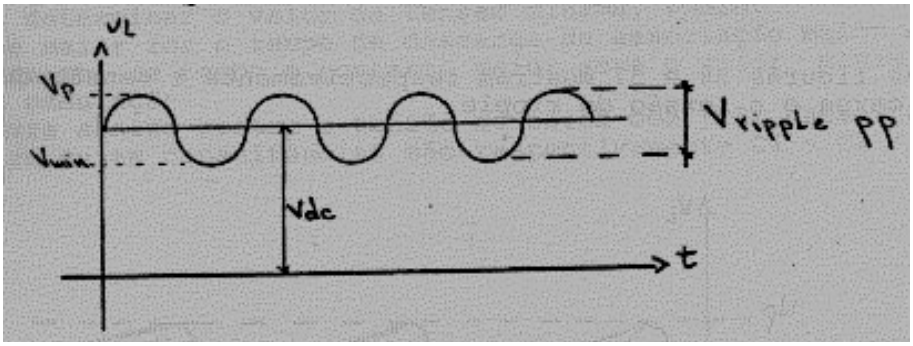


Figura 45

Essa figura mostra um sinal contínuo e constante Vdc, somado a uma senoide.

Medindo esta tensão com o voltímetro DC, obteríamos o valor médio ou contínuo, isto é, Vdc; se medirmos essa mesma tensão com um voltímetro AC, mediríamos somente o valor eficaz da senóide, que é a ondulação indesejável.

Por definição a expressão matemática do fator de ripple é: ———	E a percentagem de ripple é dada pela relação:
r = tensão eficaz de ripple / tensão contínua r = Vr eficaz / Vdc	% r = 100 . r % r = 100 . Vref / Vdc

Capacitor de filtro em onda completa:

Do mesmo modo que no circuito de meia onda, o capacitor de filtro vai ligado em paralelo com a carga. A figura 47 mostra a forma de onda que resulta após conectarmos o capacitor de filtro em retificadores de onda completa. Deve-se notar que o sinal filtrado apresenta um nível DC e um sinal de ripple em cima.

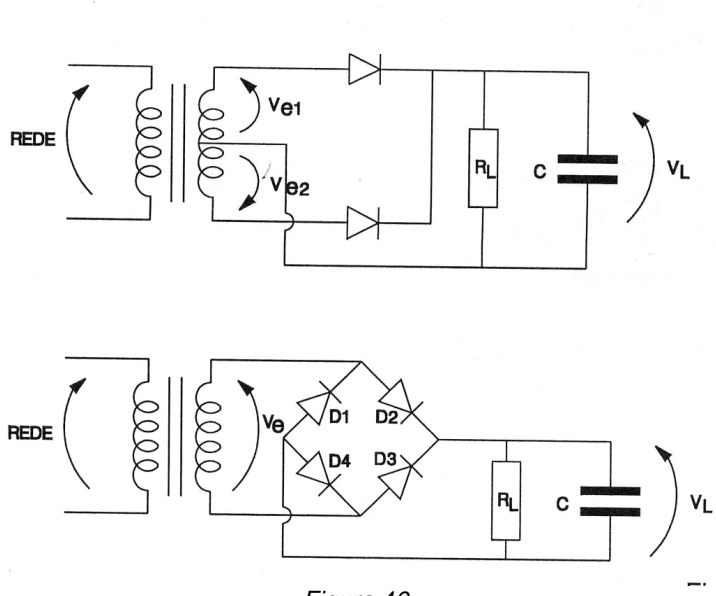


Figura 46

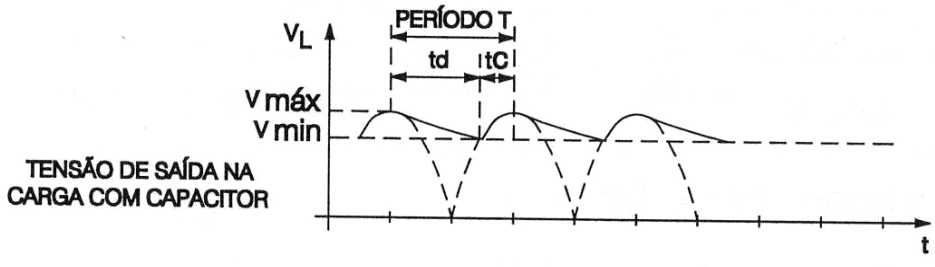


Figura 47

Analisando a figura 48, que mostra um retificador de onda completa com filtro e sua forma de onda, podemos destacar dois tempos particulares.

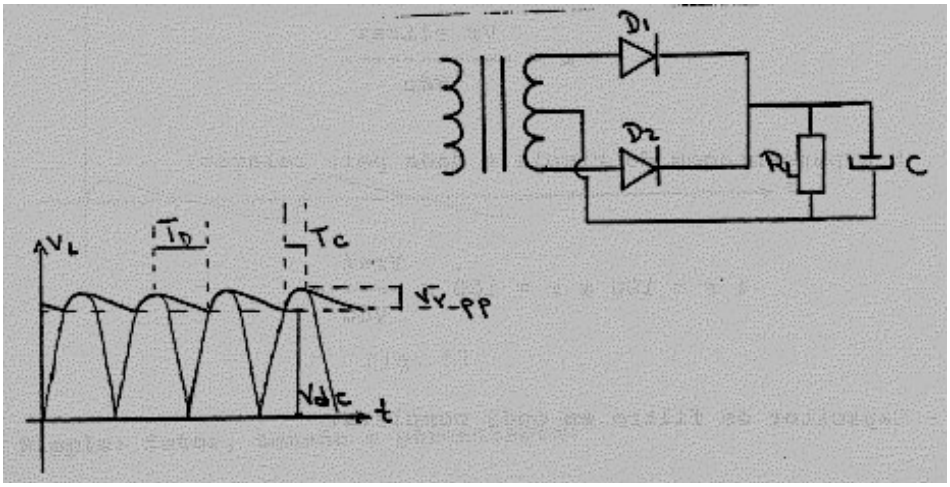


Figura 48

O intervalo Tc é o intervalo de tempo em que o capacitor se carrega e o intervalo de tempo Td é o intervalo de tempo em que o capacitor se descarrega através da resistência de carga, onde o valor do capacitor e o valor da resistência de carga, influenciam no intervalo de tempo Td da descarga, e obviamente no valor da tensão de ripple, no fator de ripple, no valor contínuo Vdc, etc...

O valor contínuo ou Vdc é dado por:	E o valor eficaz da tensão de ripple é dado por:
Vdc = Vp - 1/2 Vrpp (1)	**Vref = $\frac{Vrp}{2}$ = 1/2 $\frac{Vrpp}{2}$ (2)**

4. TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO (TBJ)

Após o estudo do diodo de junção, que é o componente essencial de dois terminais, vamos agora começar a abordar dispositivos semicondutores de três terminais. Eles são muito mais utilizados e de funções mais complexas, que vão desde amplificação de sinais até a lógica digital. O nome transistor bipolar reflete o fato de que o fluxo de corrente nestes elementos ser direcional, ou seja, uma parte é formada por elétrons e outra por lacunas.

Outro fato curioso está no nome: o prefixo TRANS vem da palavra inglesa TRANSFER e o sufixo SISTOR de RESISTOR. Combinando ambas, temos algo semelhante a resistor de transferência. À medida que nos aprofundamos no estudo do dispositivo mostraremos esta característica fundamental.

Enfim, o transistor de junção (que fora desenvolvido no início da década de 50) revolucionou a tecnologia até alcançar o estágio atual. Para se ter uma idéia do significado da invenção do transistor, historiadores da ciência referem-se à nossa época como a Era do Transistor!

Estrutura física

A figura 49, mostra duas estruturas cristalinas: uma NPN e outra PNP. Visualmente percebem-se três regiões: emissor, base e coletor. O emissor é dopado fortemente, pois, dele partem os elétrons para a outra região, a base. Na base, que é fina e fracamente dopada, a maioria dos elétrons injetados pelo emissor passa para o coletor. O coletor é a maior das três regiões, pois nele é gerada uma quantidade de calor maior, e é assim designado pelo fato dos elétrons da base convergirem para lá (diz-se que o coletor junta os elétrons da base). O nível de dopagem do coletor é intermediário, está entre o da base e o do emissor.

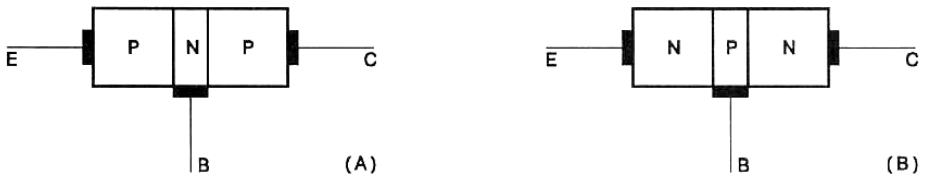


Figura 49 - Estruturas físicas

Modos de operação – polarização

Fazemos a abordagem dos transistores de silício pelos mesmos motivos que nos levaram a fazer tal escolha para o diodo, objeto de nossos estudos anteriores.

Tais motivos eram as especificações de tensão/corrente mais altas e a menor sensibilidade à temperatura. Lembre-se, também, que a 25ºC a barreira de potencial era aproximadamente 0,7V. Na figura 50 temos a ilustração da estrutura cristalina NPN com as regiões sombreadas.

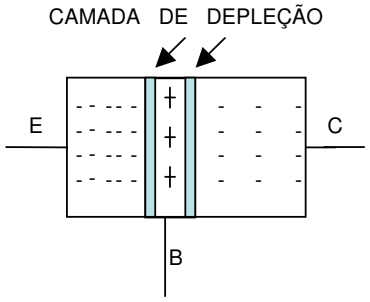


Figura 50

Observe, nas figuras anteriores, que existem duas junções nas estruturas cristalinas: uma entre base-coletor e outra entre base-emissor. O diodo situado entre a base-emissor é denominado diodo emissor e o outro, entre base-coletor, diodo coletor. Como são dois diodos, temos quatro hipóteses para polarização simultânea de todos eles. Veja o quadro a seguir:

Denominação do modo de polarização	**Diodo emissor**	**Diodo coletor**
Corte	Reverso	Reverso
Não se aplica	Reverso	Direto
Ativo	Direto	Reverso
Saturação	Direto	Direto

Os modos de corte e saturação são aqueles em que o transistor é usado para operar como chave eletrônica em circuitos lógicos (por exemplo, em computadores). No modo ativo, o transistor opera como fonte de corrente e é capaz de amplificar sinais. Vejamos, adiante, a descrição da operação em cada um dos modos.

Modo ativo do transistor NPN – polarização direta-reversa – Esta situação está ilustrada na figura 51, duas fontes de tensão externas são usadas para estabelecer as condições de operação. A tensão Vbe faz com que a base tipo P esteja em um potencial mais alto do que o emissor tipo N; portanto, se a d.d.p. entre as duas regiões for aproximadamente 0,7V, este diodo está diretamente polarizado. A tensão na junção base-coletor Vcb faz com que o coletor tipo N esteja em um potencial mais alto do que a base tipo P; portanto, este diodo está reversamente polarizado.

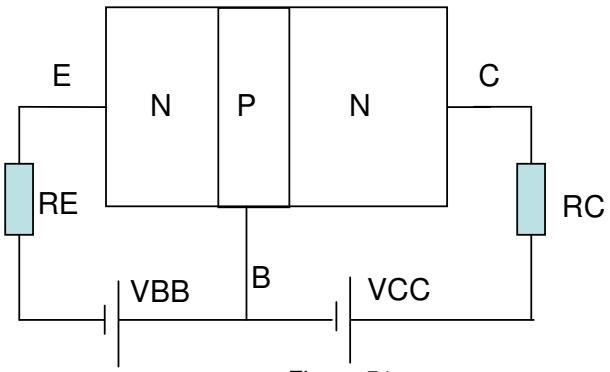


Figura 51

Relação entre as correntes Ib, Ic e Ie

Você já tem conhecimento sobre a ordem de grandeza entre as correntes que circulam no transistor polarizado direta e reversamente. Esta relação depende do nível de dopagem entre as regiões constituintes do transistor. Como foi mencionado, a base, o coletor e o emissor são fraca, média e intensamente dopados, respectivamente. Na prática, os transistores modernos de baixa potência têm corrente de coletor, que são cerca de 99% da corrente de emissor.

Portanto, resta à base 1%.

Dados estes percentuais, é razoável admitir e relacioná-las por meio de números adimensionais denominados α e β. A relação α mede quão próxima a corrente de coletor Ic está de Ie, ou seja, é o quociente entre elas. B é a razão entre Ic e Ib, e basicamente nos permite dizer o quanto os portadores majoritários do emissor (os elétrons) fluem pelo coletor e qual a taxa se recombina na base.

Matematicamente, temos:

$$\alpha = \frac{Ic}{Ie} \quad e \quad \beta = \frac{Ic}{Ib}$$

Obs.:
É freqüente o uso de hfe (índices maiúsculos) para representar o β envolvendo Ic e Ib contínuos. Muitos se referem a ele como βcc. O βca é representado por hfe (índices minúsculos).

Simbologia

Apesar de estarmos estudando a estrutura transistora tipo NPN, na figura 52, apresentamos a seguir os símbolos de ambos os tipos.

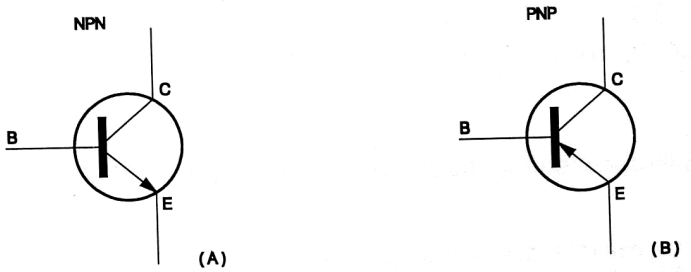
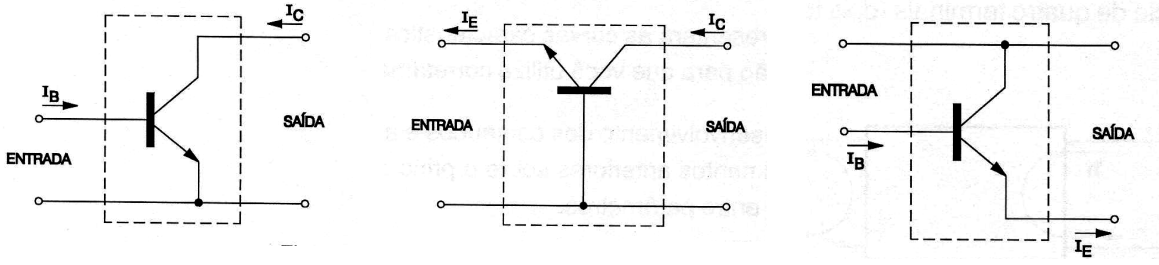


Figura 52 – Simbologias

Conexões do transistor bipolar

Nossa avaliação do funcionamento do transistor tem sido realizada sob o circuito montado com a estrutura cristalina NPN. Existem configurações típicas elaboradas com o TBJ e é essencial aprender a reconhecê-las apenas com um olhar lançado sobre um circuito transistorizado. São três as configurações com terminal em comum: base, emissor e coletor.

Observe-as na figura 53:



Obs.: *Se você retornar à ilustração da estrutura cristalina NPN em funcionamento, verá que se trata de uma configuração em base comum, pois este terminal é comum a Vbb e a Vcc.*

Análise na configuração Emissor-Comum (EC)

Entre as três configurações do TBJ, a mais utilizada, na prática, é a em emissor comum, requerendo assim uma análise mais cuidadosa. Faremos o emprego da estrutura cristalina do TBJ NPN pela última vez, pois daqui para frente sempre empregaremos o símbolo em nossas análises.

Para analisar a ligação EC, primeiramente colocamos o transistor na vertical, com o emissor em baixo. Cuidamos para que esse terminal seja realmente comum às

duas fontes, ligando os negativos nele. Dois resistores Rb e Rc limitam a corrente na base e no coletor, nessa ordem. Veja a ilustração da figura 54.

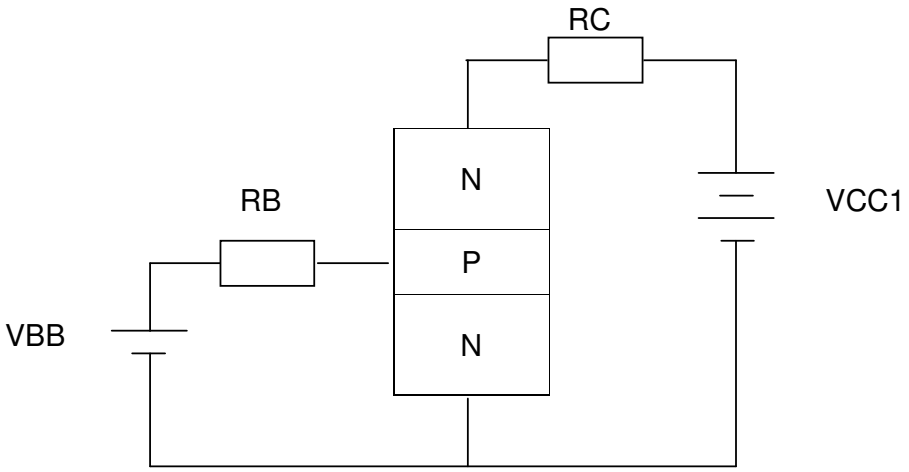


Figura 54

Especificações de um TBJ

Pretendemos, aqui, apresentar algumas especificações úteis do transistor bipolar.

Deixamos claro que o uso do manual do fabricante ou Databook é de vital importância e que o aluno não deve se contentar em saber apenas as especificações que apresentaremos. O quadro abaixo apresenta as principais características de um TBJ com a descrição de cada uma.

Parâmetro	Descrição (o fabricante pode fornecer valores mínimos, típicos ou máximos)
Ib	Corrente de base
Ic	Corrente de coletor
Ie	Corrente de emissor
Pd	Potencia dissipada
Vceo	Tensão de coletor ao emissor com a base aberta
Vcbo	Tensão de coletor à base com emissor aberto
Vebo	Tensão de emisor à base com o coletor aberto
ΔP	Fator de degradação
Rthj	Resistência térmica da junção

As três primeiras especificações são óbvias. Especificar a potência Pd é importante para evitar o inconveniente de destruir o transistor por excessiva dissipação de calor. Matematicamente, podemos encontrá-la por:

Pd = Vce . Ic

Esta não é toda a potência que o transistor dissipa, mas está próxima dela, pois as componentes da potência dissipada nos diodos emissor e coletor são desprezíveis em comparação com ela.

As três tensões: Vceo, Vcbo e Vebo são importantes na escolha do transistor. Vceo e Vebo são boas aproximações para as tensões de ruptura dos diodos coletor e emissor, respectivamente.

Todas as especificações de componentes eletrônicos são feitas a determinadas temperaturas. ΔP mede o fator de degradação da especificação de potência à medida que nos distanciamos das temperaturas ideais de funcionamento.

O último parâmetro é importante para a escolha do irradiador de calor, visto que, em algumas circunstâncias, a quantidade de calor gerada na junção não é trocada com o meio ambiente. Nestas circunstâncias, o irradiador de calor bem-dimensionado muitas vezes resolve o problema.

O transistor como chave

O primeiro circuito que estudamos com o transistor é a configuração típica de uma chave. Com um projeto consistente, o transistor opera apenas no modo de saturação e corte. Esta aplicação é o princípio do funcionamento dos computadores e circuitos digitais. Estude-a com atenção e perspicácia, pois futuramente você entrará em contato direto com os circuitos digitais e a base da operação destes será vista aqui.

Esquema do circuito

A chave eletrônica com o transistor é feita usando-se o terminal da base como controle e a saída é retirada no coletor, ambos relativos ao terra. Veja a figura 55:

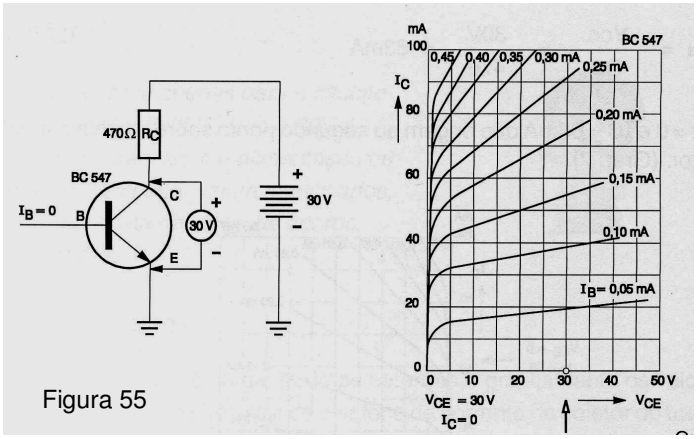


Figura 55

O controle é, tipicamente, um sinal quadrado que varia de 0 a um nível fixo, que é 5V para circuitos denominados TTL (Transistor – Transistor Lógico). Quando o sinal de controle está em 0V, a malha da base está submetida a 0V de d.d.p.; portanto, não há corrente na base e, por conseguinte, no coletor também não.

Como Ic = 0A, a queda de tensão em Rc é nula e, para que a lei de Kirchhoff das tensões continue válida, Vce tem de assumir o valor da fonte Vcc, chave aberta.

No instante em que i pulso sobe para o nível alto – nível fixo de tensão – há corrente na base e, se esta corrente for suficientemente alta, o transistor entra na região de saturação tornando Vce próximo à 0V. A corrente circulante no coletor é Icsat e, de coletor para emissor, o transistor se assemelha a uma chave fechada. Novamente para a lei de Kirchhoff permanecer inalterada, o resistor de coletor Rc tem entre seus terminais a tensão da fonte Vcc.

É importante observar que, o sinal quadrado de saída é exatamente o oposto ao do controle. Isto é devido às condições em que ocorrem os chaveamentos. Quando controle = 0V, a saída = Vcc. Caso contrário, se controle = Vbb, a saída = 0V. Por isso, os sinais são recíprocos.

Condição suficiente para o funcionamento da chave eletrônica

A condição necessária e essencial é que a corrente Ib seja grande o suficiente para levar Ic à saturação. Os profissionais que projetam chaves a transistor usam uma regra superdimensionada para escolha dos resistores Rb e Rc. Eles adotam um $\beta = 10$; este β praticamente não se encontra, mesmo em transistores de potência que são conhecidos por terem betas pequenos. Dessa maneira dividimos o projeto em três etapas:

1ª etapa – O resistor Rc normalmente é a carga que se deseja acionar. É imprescindível conhecer sua resistência elétrica ou a corrente de funcionamento. Esta corrente deverá ser tida como Icsat.

2ª etapa – Podemos calcular Ib usando um beta crítico igual a 10. portanto, Ib = Icsat/10.

3ª etapa – Encontramos o valor de Rb usando a lei de Ohm, já que sabemos que a tensão nos terminais dele deve ser Vbb – 0,7V e Ib, acabamos de encontrar:

$Rb = (Vbb - 0,7V) / Ib$.

Acionando carga com o transistor

No estudo feito acima, buscamos especificar um resistor de base que o transistor saturasse irremediavelmente. Na prática, a chave é muito usada para acionar relés, motores CC de pequena capacidade, lâmpadas de baixa potência, LED's indicadores etc. Veja um exemplo do acionamento por relés:

- Usando relés ligar (ou desligar) cargas CA, figura 56

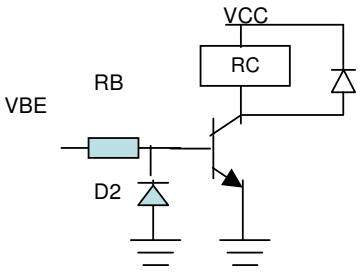


Figura 56

Obs.:
Toda vez que um transistor chavear cargas indutivas é necessário acrescentar um diodo, reversamente polarizado, em paralelo com a carga. Isto porque quando a carga está sendo acionada (transistor saturado) a indutância da carga recebe energia da fonte. Durante o desligamento (transistor indo para o corte) ocorre a inversão da tensão nos terminais da carga (lei de Lenz) para manter a corrente circulando no mesmo sentido. Essa tensão pode ser suficientemente alta e destruir o diodo coletor. O diodo D, faz o retorno da corrente e dissipa a energia armazenada na indutância da carga, protegendo o transistor.

Outra aplicação importante do transistor, é como fonte de corrente, pois nesta, o transistor é capaz de amplificar sinais CA, veremos um pouco à frente, em nossos estudos, como polarizar circuitos transistorizados na região ativa e prepará-los para a amplificação.

Outros transistores especiais

Fototransistor

É um transistor otimizado para operar a partir da luz. Existe uma janela transparente para incidência de luz (fótons). A luz converge para a junção base-coletor reversa, diodo reverso, e quebra ligações covalentes na banda de valência. Os elétrons são elevados à banda de condução e podem circular lá como intensidade da luz adequada ao funcionamento do dispositivo, aquela que possui o comprimento de onda certo e pode ser visível ou não. Veja na figura 57 sua simbologia.

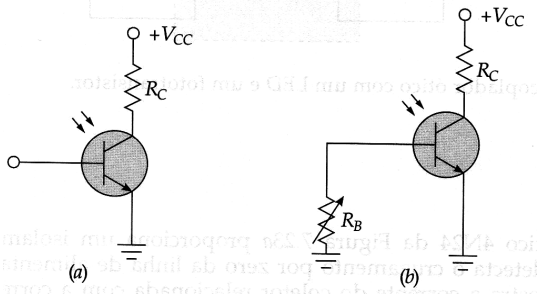


Figura 57 – Simbologia do Fototransistor

Optoacoplador com fototransistor

Como o fototransistor é um receptor de luz e atua somente na presença dela, os fabricantes oferecem um pequeno CI que incorpora o par emissor-receptor. Este par é bastante aplicado na isolação elétrica entre circuitos eletrônicos.

Transistor multiemissor e multicoletor

A figura 58 mostra a sua simbologia

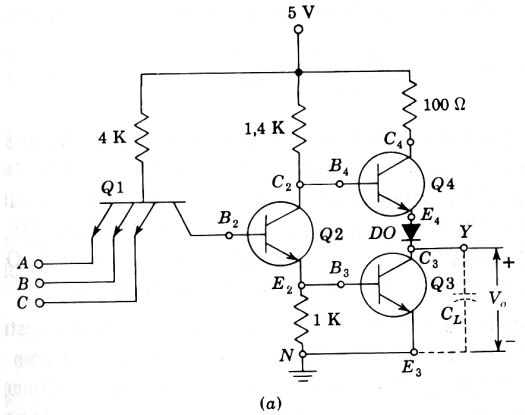
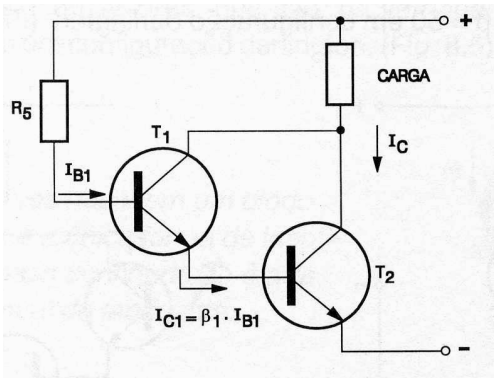


Figura 58

Obs.: *No caso do transistor multiemissor, basta que um dos transistores tenha o emissor colocado, por exemplo, no terra para que todas as bases estejam em 0,7V. De forma equivalente, se no símbolo um dos emissores vai ao terra, a base assume 0,7V de potencial e circulam as correntes Ic e Ib correspondentes à quantidade de emissores em condução.*

No caso do multicoletor é necessário que pelo menos um dos transistores tenha o coletor em Vcc, através de Rc, para existir Ib e Ie.

Transistor Darlington – Consiste em uma conexão de dois transistores. O emissor do primeiro vai à base do segundo; os coletores são ligados juntos. O emissor do segundo e a conexão em comum dos coletores são: a base, o emissor e o coletor do Darlington, respectivamente. A razão principal da conexão é a obtenção de um transistor cujo beta é o produto de β1 e β2.



5. AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

Os estágios amplificadores, estudados até este ponto, tratam da amplificação de sinais com maior ênfase no ponto de vista de tensão. Porém, para que possamos aplicar estes sinais à carga, que geralmente têm valor de resistência baixo, alguns poucos Ohms, é necessário que eles sofram também uma amplificação de corrente.

Do exposto, entende-se claramente que os sinais a serem amplificados passam por estágios amplificadores de tensão e corrente, isto é, são amplificadores em potência para acionar a carga. Os transistores do estágio final de amplificação (potência) dissipam grande quantidade de calor, visto que, neste, a potência do sinal é elevada (acima de 0,5W).

Deve-se tomar cuidado de montá-los em irradiadores de calor (dissipadores), a fim de que possam trocar de calor com o meio externo, evitando a sua destruição por dissipação excessiva de potência.

Os transistores dos estágios iniciais são de potência inferior (abaixo de 0,5W) e não necessitam de dissipadores. Estes estágios recebem a denominação de pré-amplificadores.

Os amplificadores de potência que discutiremos operam em três classes distintas, que são: A, B e AB.

Definições

Ganho de tensão (Av)

Conforme já estudado, o ganho de tensão é a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada

Ganho de corrente (Ai)

O ganho de corrente é a relação entre as correntes CA's de coletor e de base, podendo ser aproximada ao β com erro desprezível.

Ganho de potência (Ap)

O ganho de potência é a relação entre a potência de saída (Po) e a potência de entrada (Pin) de um amplificador.

Potência de carga (Pl)

Correspondente ao valor de potência CA na saída do amplificador, isto é, sobre a carga.

Potência de dissipação do transistor (Pd)

Deve-se tomar o cuidado de especificar a potência do transistor como sendo maior que a potência quiescente (Pdq), visto que a condição de dissipação de potência ocorre quando não há sinal na entrada do mesmo, ou seja, Pd diminui à medida que a tensão pico a pico na carga aumenta.

Rendimento ou eficiência do amplificador em porcentagem (η%)

Corresponde à relação entre a potência CA em RL com a potência entregue pela fonte Vcc.

5.1 DISSIPADORES DE CALOR

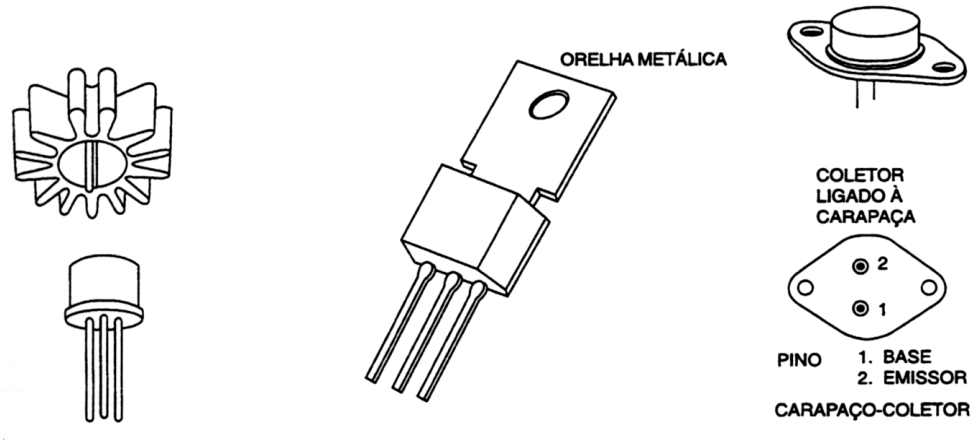
A potência desenvolvida sob forma de calor no coletor dos transistores de saída é muito alta, fazendo valer algumas considerações importantes. Por exemplo, à temperatura ambiente (25ºC), a troca de calor entre o meio ambiente e a cápsula (invólucro) do transistor, que poderá ser metálica ou plástica, pode ser suficiente para uma determinada condição de funcionamento do equipamento.

Porém, com o aumento desta temperatura, esta troca de calor para a mesma condição anterior de trabalho poderá não ser tão eficiente, fazendo com que os transistores permaneçam quentes por uma faixa de tempo, tendo como conseqüência o suprimento de uma corrente reversa nos terminais de coletor.

Esta corrente somada ao nível quiescente, faz com que a dissipação de potência nos transistores seja ainda maior. Este efeito é cumulativo e termina por levar os transistores à destruição. A este fenômeno denominamos deriva térmica.

Uma forma de minimizar este efeito é fazer com que a área de superfície do encapsulamento do transistor seja aumentada. Para isso utilizamos os dissipadores de calor, que são massas metálicas (chapas de metal) de modelos variados, podendo ou não ser alteradas, com o propósito de melhorar a transferência de calor do encapsulamento para o meio ambiente. Em alguns casos, o terminal de coletor é conectado a uma placa metálica ou à carcaça do encapsulamento, a fim de facilitar a conexão com o dissipador e melhorar a dissipação de calor. Quando isso acontece, é necessário, às vezes, isolar o terminal de coletor do terra do circuito. Para isso, são utilizados isoladores de mica, por se tratar de um material que é bom isolante elétrico e condutor térmico.

Outros acessórios são amplamente utilizados, como, por exemplo, isoladores plásticos (buchas) para isolar terminais e/ou parafusos de fixação, pasta térmica para reduzir a resistência térmica entre o dissipador e o encapsulamento, entre outros. A figura 59 a seguir ilustram alguns tipos de transistores e dissipadores de comum utilização.


ORELHA METÁLICA
COLETOR
LIGADO À
CARAPAÇA
2
1
PINO
1. BASE
2. EMISSOR
CARAPAÇO-COLETOR

6. JFET

JFET - TRANSISTORES DE JUNÇÃO POR EFEITO DE CAMPO
(Junction Field Effect Transistor)

É um dispositivo semicondutor que requer um campo elétrico para o controle de sua corrente de operação. É, também, conhecido como transistor unipolar, por possuir apenas um tipo de portador de corrente (elétrons ou lacunas).

Comparação entre FET e Transistor Bipolar:

- O FET tem impedância de entrada muitas vezes maior;
- O FET tem comutação mais rápida;
- O FET apresenta elevada sensibilidade térmica;
- O FET quase não gera ruídos;
- O FET tem ganhos e potências de trabalho menores.

A figura 60, mostra a seção em corte de um JFET canal N. A região denominada substrato é feita de material do tipo P, no qual está incrustado o material do tipo N para produzir o canal. Os terminais nas extremidades do canal são conhecidos como dreno (D – drain) e fonte (S – source). No centro do material tipo N existe outra região tipo P, denominada porta (G – gate).

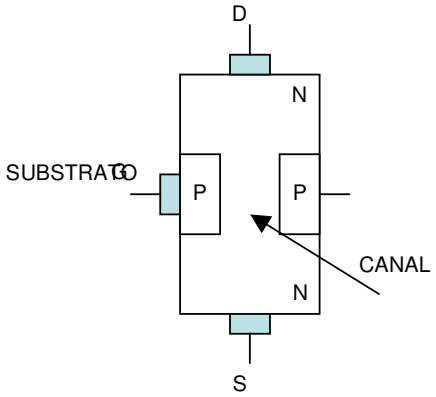


Figura 60

Polarização de um FET

Normalmente o substrato é conectado internamente ao terminal de porta. Como veremos, isso aumenta o controle sobre o canal.

Não há necessidade de resistência na porta, pois em ambos os casos a junção porta-canal deve estar reversamente polarizada. A polarização direta na porta-canal não tem significado, em termos de controle da corrente Ids, e deve ser evitada para manutenção das características do JFET.

Princípio de funcionamento

Junção porta-canal com polarização reversa Vgs = 0V

Circulará uma corrente no canal (Iids) que será diretamente proporcional ao valor Vds aplicado. O canal comporta-se como um resistor e, devido ao sentido da corrente, o potencial no dreno (D) será mais positivo que na fonte (S), para o JFET canal tipo N. se o JFET for canal do tipo P, o potencial em (D) será mais negativo que em (S).

Fazer Vgs = 0V significa conectar a porta à fonte eletricamente. A corrente Ids provoca, internamente, quedas de tensão bem distribuídas e isto reverte a polarização da junção porta-canal de forma variada. A camada de depleção será esticada em direção ao dreno e estreitada na fonte (para o JFET canal N).

Esta polarização produz uma região de depleção no canal que limita a corrente através dele. Quanto maior a queda de tensão no canal (Vds maior), mais larga é a região de depleção que se forma e mais reduzida será a corrente. Estes dois efeitos se opõem e, a partir de uma determinada tensão Vds, eles estarão em equilíbrio e a corrente Ids permanecerá constante. Esta tensão é conhecida como tensão de pinçamento (pinch-off) e simbolizada por Vp. A corrente remanescente é denominada corrente máxima do dreno Idss, especificada para Vds $\geq$ Vp e Vgs = 0V. perceba os detalhes na figura 61.

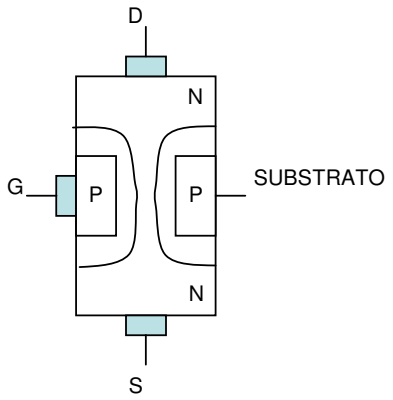


Figura 61

Junção porta-canal com polarização reversa Vgs < 0

Nestas condições, a camada de depleção se alargará devido à polarização reversa adicional imprimida pela fonte Vgs. O campo elétrico formado pela camada de depleção provocará o estreitamento do canal e, conseqüentemente, um aumento na sua resistência e diminuição na corrente Ids. Assim, variações na tensão entre a porta e a fonte refletem-se em variações na corrente do canal.

Outra vez, devido à queda de tensão interna no canal, a camada de depleção será mais “esticada” em direção ao dreno.

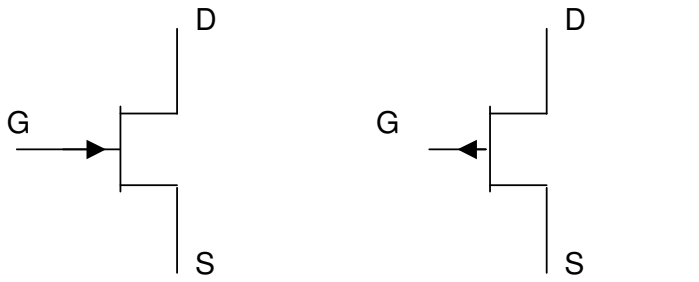
Se continuarmos a aumentar (negativamente) Vgs, será atingido um valor no qual a região de depleção ocupará todo o canal. Com esse valor de Vgs o canal fica completamente deplecionado de portadores de carga – elétrons no canal N e lacunas no canal P; o canal em efeito desaparece. Essa tensão Vgs é denominada tensão de corte Vgs(corte) ou Vgs(off), a qual obviamente é negativa para o JFET canal N e positiva para o canal P.

Polarização direta da junção porta-canal Vgs > 0

O JFET não foi otimizado para funcionar deste modo. Esta polarização produz corrente pelo canal, o que pode danificá-lo. Ademais, a junção porta-canal não pode exceder a 0,7V, já que ela basicamente é um diodo.

Simbologia

Veja na figura 62, a simbologia dos JFET´s



CANAL N SIMÉTRICO CANAL P SIMÉTRICO

Figura 62

Algumas terminologias importantes

Idss: corrente máxima que um JFET pode conduzir. Dada para um determinado valor de Vds e Vgs = 0V.

Igss: corrente reversa na junção porta-canal

Vgs(corte) = Vgs(off) : valor de tensão reversa na junção porta-canal, que fecha completamente o canal e torna Id = 0^A.

Vp: tensão de pinch-off, pinçamento ou constrição. Valor de tensão Vds a partir da qual a corrente Id torna-se constante.

BV : máxima tensão que pode ser aplicada à junção porta-canal.

BVdss: máxima tensão que pode ser aplicada entre dreno e fonte.

7. ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Os dispositivos semicondutores de potência, também chamados interruptores estáticos, constituem parte fundamental dos conversores de potência. Operando como chaves, eles atuam sobre o fluxo de energia elétrica com um mínimo de perdas. Recentemente, a tecnologia de dispositivos de potência sofreu grandes avanços. Novos tipos de interruptores com maiores capacidades de tensão e corrente, maiores velocidades e maior facilidade de controle foram desenvolvidos, o que não somente viabilizou o emprego de conversores em novas aplicações como também possibilitou o surgimento de novas topologias de conversores.

Em princípio, os interruptores de potência podem ser agrupados em três classes principais:

- **Diodos:** possuem ligamento e desligamento dependentes do circuito de potência;
- **Tiristores:** podem ser ligados pelo circuito de comando mas seu desligamento depende do circuito de potência;
- **Chaves Controláveis:** podem ser ligadas ou desligadas pelo circuito de comando.

O SCR e o TRIAC são os componentes que representam a classe de tiristores de potência. Na classe de chaves controláveis de potência se enquadram o BJT – Bipolar Transistor ou transistor bipolar, o GTO – Gate Turn Of Thyristor, o Power MOSFET e o IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor. Há também outros componentes em desenvolvimento, como o MCT – MOS Controled Thyristor, mas ainda não disponíveis comercialmente em larga escala.

A tabela seguinte resume as características dos interruptores de potência com relação à controlabilidade do ligamento e desligamento.

		DESLIGAMENTO (BLOQUEIO)	
		Espontâneo	**Comandado**
LIGAMENTO (DISPARO)	**Espontâneo**	Diodo	Tiristor – Dual
	Comandado	SCR, TRIAC	BJT, IGBT, GTO, MCT

Tabela 7

Os semicondutores de potência possuem características estáticas e dinâmicas. As características estáticas referem-se ao comportamento do componente sob condições de corrente e tensão fixas, isto é, sua característica v x i. As características dinâmicas referem-se aos processos de ligamento e desligamento do componente, isto é , v x t e i x t.

Mesmo operando como chaves, os interruptores estáticos reais apresentam perdas que podem ser denominadas:

- Perdas por condução: são causadas pelas quedas de tensão no estado de condução do dispositivo;

- Perdas por comutação: são causadas pelos tempos não nulos de chaveamento, durante os quais ocorrem tensões e correntes elevadas simultaneamente nos dispositivos. Em altas freqüências estas perdas tornam-se significativas e podem limitar a máxima freqüência de trabalho do conversor;

- Perdas por corrente de fuga: são causadas pelas correntes de fuga no estado de bloqueio dos dispositivos. Esta perda normalmente é muito pequena e por isso desprezada.

Cada dispositivo apresenta particularidades que os tornam adequados ou não a determinada aplicação. A seguir será apresentado o estudo mais detalhado de cada dispositivo semicondutor de potência.

7.1. DIODOS

Observe a figura seguinte.

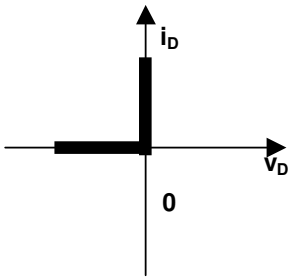


Figura 7.1 – Característica estática do diodo ideal.

No caso real, quando o diodo está diretamente polarizado, apenas uma pequena queda de tensão direta fica sobre seus terminais (de 1V a 2V nos diodos de potência, aproximadamente). Quando o diodo está reversamente polarizado, apenas uma pequena corrente de fuga flui de catodo para anodo. Em ambos os casos ocorrem perdas por condução e por corrente de fuga, respectivamente.

O processo de ligamento do diodo é extremamente rápido e se aproxima do caso ideal. Os manuais dificilmente trazem informações sobre os tempos de ligamento.

A inevitável presença de indutâncias parasitas no circuito e da capacitância de junção provoca a geração de oscilações de tensão e corrente no circuito, devido ao corte abrupto da corrente de recuperação I_{RRM} . Estas oscilações (“ringing”) são prejudiciais, pois geram perdas nas resistências série do circuito e também interferência eletromagnética (EMI). Por isso, as indutâncias parasitas devem ser minimizadas, o que se obtém reduzindo ao máximo o comprimento das ligações.

Do ponto de vista construtivo, há dois tipos de diodos de potência: os diodos PN e os diodos Schottky. Os diodos PN são constituídos pela junção de dois

semicondutores (P-N), enquanto os diodos Schottky são formados por uma junção metal- semicondutor.

Os diodos Schottky apresentam quedas de tensão direta muito menores do que os diodos PN, da ordem de 0,3V a 0,8V apenas, contra 1V a 2,2V dos diodos PN. Além disso, por serem dispositivos de portadores majoritários , são muito mais rápidos. Entretanto, os diodos Schottky não suportam tensões reversas elevadas, e somente são encontrados para tensões até 100V. A figura seguinte ilustra o símbolo dos diodos PN e Schottky.

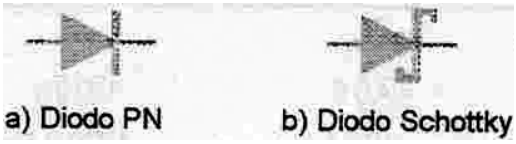


Figura 7.2 – Símbolos dos Diodos PN e Schottky

7.1.1 DIODOS SCHOTTKY

Devido à sua pequena queda de tensão direta e alta velocidade, são muito empregados em conversores com pequenas tensões de saída (fontes chaveadas e conversores CC-CC). São disponíveis com especificações de tensão até 100V e especificações de corrente desde alguns ampères até centenas de ampères nos dispositivos de menor tensão.

7.1.2 DIODOS DE FREQÜÊNCIA DE LINHA

Ou simplesmente diodos de linha, são projetados para possuírem a menor queda de tensão direta possível, a fim de minimizar as perdas por condução, e por isso são bastante lentos ("Standard recovery"). Entretanto, como operam em 50 ou 60 Hz, seu tempo de comutação não é crítico, e usualmente os manuais de fabricantes não o especificam. Esses diodos podem suportar tensões de até vários Kilovolts e correntes de vários Kiloampères.

7.1.3 DIODOS RÁPIDOS

Esses diodos são projetados para operar em altas freqüências, possuindo tempos de recuperação reduzidos. A designação "Soft-recovery" é utilizada para indicar que o componente possui reduzida taxa de variação da corrente no intervalo *tb* da característica dinâmica. Isto é importante para minimizar sobretensões ("ringing") nas indutâncias série parasitas do circuito. Com relação ao tempo de recuperação reversa, os diodos rápidos podem ser sub-classificados como:

- Fast Recovery: Possuem t_{rr} de 200ns a 2µs;
- Ultrafast Recovery: Possuem t_{rr} menores que 100ns.

Para efeito ilustrativo, a tabela seguinte mostra os dados principais de alguns diodos de potência comerciais.

Código	V_{RRM}	I_{FAV}	V_F	T_{rr}
Diodos de linha				
1N 5408	800V	3 A	1,2V	-
SKN100/12	1200V	125 A	1,55V	-
SKN6000/06	600V	6000 A	1,3V	-
Diodos Rápidos				
SKN3F20/8	800V	20 A	2,15	250ns
SKN340F/18	1800V	400 A	1,9V	2200ns
BY359-1500	1500V	6,5 A	2,6V	600ns
Diodos Ultra-Rápidos				
UF4007	1000V	1 A	1,7V	50ns
MUR840	400V	8 A	1,25V	50ns
BYT16P-400	400V	16 A	1,5V	35ns
RHRG30120	1200V	30 A	2,25V	70ns
Diodos Schottky				
MBRD835L	35V	8 A	0,41V	-
IN5822	40V	3 A	0.52V	-
STPS12045TV	45V	60 A	0,67V	-

Tabela 7.1

A seguir estão os significados dos parâmetros mais importantes:

V_{RRM}	– Tensão reversa repetitiva
V_{RSM}	– Tensão reversa não repetitiva
V_R ou PIV	– Tensão reversa contínua
V_F	– Queda de tensão direta com o diodo em condução
I_{FSM}	– Corrente de surto direta não repetitiva (único)
I_{FM} ou I_{FRM}	– Corrente de surto direta repetitiva
I_F ou I_{FAV}	– Valor médio da corrente direta
I_{FRMS}	– Valor eficaz da corrente direta
$i^2 t$	– Este valor é utilizado para selecionar o fusível de proteção, que deve possuir um $i^2 t$ menor do que o do diodo.
I_R	– Corrente reversa máxima (corrente de fuga)
t_{rr}	– Tempo de recuperação reversa
I_{RM}	– Pico da corrente de recuperação reversa, é dado para valores de temperatura, I_F e di_F / dt específicos.
Q_{rr}	– Carga que flui para o circuito durante o intervalo trr.

P_{TOT}	– Dissipação de potência no diodo.
T_J	– Faixa de temperatura de operação da junção.
R_{thjc} ou $R_{\theta JC}$	– Resistência térmica entre a junção – encapsulamento em ºc/w.
r_T	– Resistência ôhmica do diodo.
C_T	– Capacitância de junção.
L_S	– Indutância série.

8. TIRISTORES

Tiristor é o nome usado para designar uma família de componentes de quatro camadas (P-N-P-N). Nesta seção serão abordados os tiristores SCR e TRIAC. Embora o GTO seja também um tiristor, ele será abordado na seção de chaves controláveis.

8.1 O SCR

O SCR – Silicon Controled Rectifier – é o mais antigo dispositivo semicondutor de potência, possui construção simples, ainda hoje é o dispositivo capaz de manipular as mais altas potências. É possível encontrar no mercado dispositivos que podem suportar vários Kilovolts e vários Kiloampères. Entretanto, como mencionado na tabela 1, somente seu ligamento pode ser controlado.

A figura seguinte mostra o símbolo do SCR, juntamente com sua característica estática (idealizada).

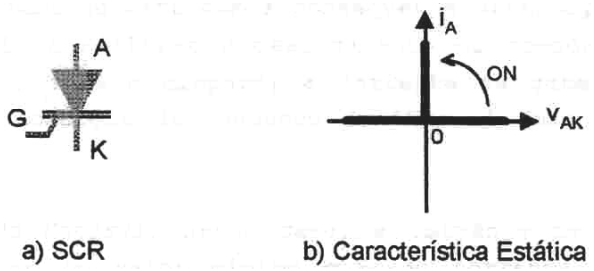


Figura 8.1 – O SCR e sua característica estática

Além de possuir anodo e catodo como os diodos, o SCR possui um terminal de controle, o gate. Desta forma, o SCR comporta-se como um "diodo controlável", sendo capaz de bloquear tensões positivas e negativas. No estado de condução do SCR real, a queda de tensão direta (V_T) é bastante pequena, da ordem de 1 a 3V, mesmo nos dispositivos capazes de suportar vários Kilovolts.

O ligamento do SCR é feito através do terminal Gate (porta ou gatilho), onde deve ser aplicado um pulso de corrente positiva em relação ao catodo, com amplitude e duração suficientes. O SCR entrará em condução se estiver sob polarização direta anodo – catodo, e manterá seu estado de condução se, antes de ser retirada a corrente de gate, a corrente de anodo for superior ao valor chamado corrente de travamento (latching), I_L . Caso contrário o SCR retoma o estado de bloqueio.

A figura seguinte ilustra o processo de ligamento do SCR. Como pode ser observado, existe um tempo de atraso *td* entre o estabelecimento da corrente de gate e o início do crescimento da corrente de anodo. O tempo tr refere-se ao intervalo de decaimento da tensão anodo-catodo de 90% para 10% de seu valor inicial. O tempo de ligamento *ton* é a soma de *td* e *tr*.

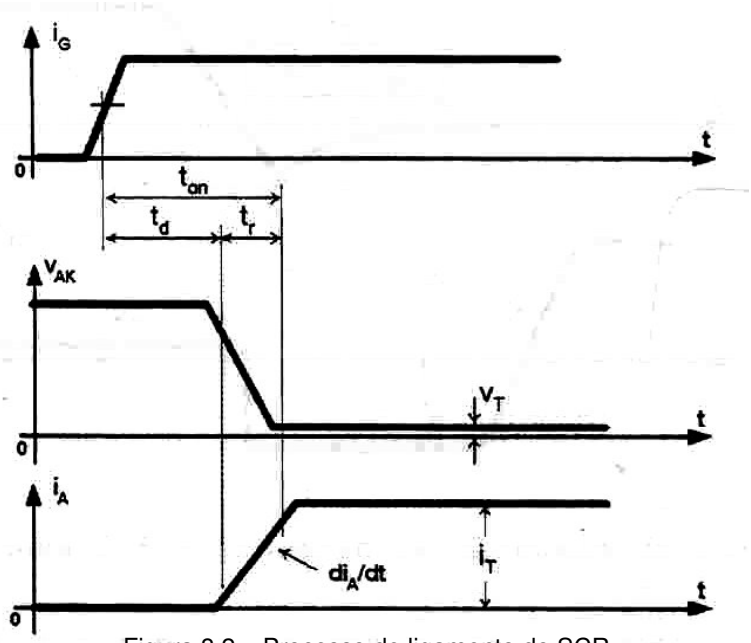


Figura 8.2 – Processo de ligamento do SCR

No processo de ligamento, é importante limitar a taxa de crescimento da corrente (di/dt) no dispositivo, sob pena de formação de pontos quentes (“hot spots”) próximos ao gate com a conseqüente destruição do componente.

Não é possível realizar o desligamento do componente pelo terminal de gate. Inclusive, após o disparo, a corrente de gate pode ser retirada sem comprometer a condição de condução do SCR. Há dois meios de efetuar o bloqueio do SCR:

Comutação natural: neste caso, a corrente de anodo naturalmente cai abaixo do valor mínimo chamado corrente de manutenção I_H – (Holding Current), o que dá início à comutação. Em aplicações CA, isto ocorre automaticamente nas passagens por zero da forma de onda corrente.

Comutação forçada: neste caso, o tiristor é reversamente polarizado por um circuito auxiliar (chamado circuito de comutação forçada) ou, às vezes, pelo próprio circuito de potência. O processo de bloqueio é semelhante ao dos diodos.

A figura seguinte ilustra o processo de bloqueio do SCR, juntamente com a indicação dos tempos relevantes.

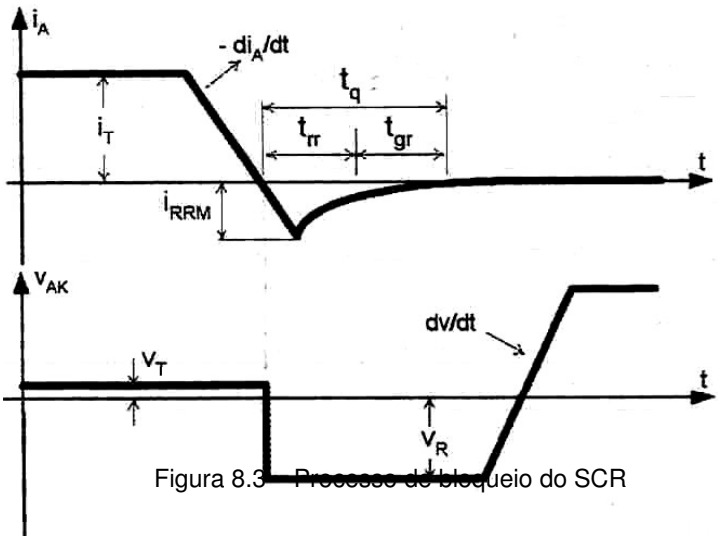


Figura 8.3 – Processo de bloqueio do SCR

Após completo o processo de comutação, é importante limitar a taxa de subida da tensão no dispositivo (dv/dt), sob pena de ligamento indevido. Devido à presença da capacitância de junção, a corrente de deslocamento causada por uma taxa dv/dt elevada pode provocar o disparo acidental do SCR. Para evitar esse problema, deve ser externamente ligado ao SCR um circuito que reduza essa taxa, chamado circuito “snubber”, o qual consiste num circuito RC série.

Dependendo das necessidades da aplicação, vários tipos de SCRs são disponíveis:

SCRs de freqüência de rede: também conhecidos por “phase control SCRs”, são utilizados em retificadores controlados e como chave eletrônica CA. Os parâmetros mais importantes são as capacidades de tensão e corrente e a queda de tensão direta. Em favor de uma pequena queda de tensão direta, o tempo de comutação tq não é otimizado, variando entre 50 e 300µs. Este tipo de SCR pode ser encontrado para operar em tensões de até 5-12kV e correntes de até 3-4kA, aproximadamente.

SCRs rápidos: também conhecidos por “inverter type SCRs”, são projetados para utilização em choppers e inversores, e desta forma possuem um tempo de comutação reduzido (2 a 50 µs) . A utilização destes tiristores está sendo abandonada devido à performance muito superior dos transistores IGBT e MOSFET de potência. Apenas são utilizados em potências muito elevadas.
Os tempos de ligamento e desligamento dos SCR são relativamente elevados, o que produz consideráveis perdas por comutação. Por isso, a utilização de SCRs é restrita a aplicações de freqüência não muito elevadas.

A necessidade de circuitos de comutação forçada e a menor velocidade são as grandes desvantagens dos SCRs. Nos dias de hoje, devido aos avanços na

tecnologia dos transistores de potência MOSFET e IGBT, o SCR tem sua utilização restrita a circuitos retificadores de linha, relés de estado sólido e conversores de altíssimas potências (na casa das dezenas de MVA), como transmissão de energia CC em alta tensão (HVDC), acionamento de grandes motores de vários MVA, ETC.

A tabela seguinte ilustra resumidamente as características de alguns dispositivos.

Código	**V_{RRM} / V_{DRM}**	**I_{TAV}**	**V_T**	**t_q**
Tiristores de linha 30TPS16 180RKI80 ST1230C16	1600V 800V 1600V	20 A 180 A 1745 A	1,3V 1,35V 1,62V	110µs 100µs 200µs
Tiristores Rápidos IRFK7212 SKFH150/8	1200V 800V	71 A 150 A	2,40V 2,45V	25µ 20µ

Tabela 8.1

A seguir estão os significados dos parâmetros mais importantes.

V_{DRM}	– Tensão direta repetitiva
V_{RRM}	– Tensão reversa repetitiva
V_{RSM}	– Tensão de surto reversa não repetitiva
V_R	– Tensão reversa contínua
V_T	– Queda de tensão direta com o SCR em condução
$(dv/dt)_{cr}$	– Máxima taxa de crescimento da tensão
I_{TSM}	– Corrente de surto direta não repetitiva
I_{TM} ou I_{TRM}	– Corrente de surto direta repetitiva
I_T ou I_{TAV}	– Corrente direta média
I_{TRMS}	– Corrente direta eficaz
i^2t	- Este valor é utilizado para selecionar o fusível de proteção, que deve possuir um i^2t menor do que o do SCR.

I_R	– Corrente reversa (corrente de fuga)
I_{RD}	– Corrente direta com o SCR bloqueado (corrente de fuga)
I_L	– Corrente de travamento (latching current)
I_H	– Corrente de manutenção (holding current)
$(di / dt)_{cr}$	– Máxima taxa de crescimento da corrente
t_q	– Tempo de comutação
t_{gr}	– Tempo de recuperação de gate
t_d ou t_{gd}	– Tempo de atraso no ligamento
t_r ou t_{gr}	– Tempo de decaimento da tensão anodo – catodo
t_{ON} ou t_{gt}	– Tempo de ligamento
t_{rr}	– Tempo de recuperação reversa
I_{RM}	– Pico da corrente de recuperação reversa, é dado para valores de temperatura, I_F e di_F / dt específicos.
Q_{rr}	– Carga que flui para no circuito durante o intervalo trr
P_{TOT} ou $P_{D(AV)}$	– Dissipação de potência
T_j	– Faixa de temperatura de operação da junção
R_{thjc} ou $R_{\theta JC}$	– Resistência térmica entre a junção – encapsulamento em ºC / W
r_T	– Resistência ôhmica do tiristor
I_{GT}	– Mínima corrente de gate para o disparo
V_{GT}	– Mínima tensão de gate para o disparo
V_{GRM}	– Tensão reversa que pode ser aplicada à junção G-K
I_{GD}	– Máxima corrente de gate que certamente não provocará o disparo (“gate non-trigger current”)
V_{GD}	– Máxima tensão de gate que certamente não provocará o disparo (“gate non-trigger voltage”)
P_{GM}	– Pico de potência de gate
$P_{G(AV)}$	– Potência média de gate
I_{GTM} ou I_{GSM}	– Corrente de gate

8.2 TRIAC

O TRIAC – “Thyristor AC” pode ser interpretado como a conexão de dois SCRs em anti-paralelo. O componente é bidirecional em corrente e tensão, possuindo os terminais de carga MT_1 e MT_2 (MT = “Main Terminal”), bem como o terminal de gate.

O maior problema do TRIAC é que sua capacidade de dv/dt é muito baixa, tipicamente 5 a 20V / µs, contra 100 a 1000 V/ µs nos SCRs. Além disso, somente estão disponíveis dispositivos para correntes de apenas aproximadamente 40 A_{rms}. Esses fatores seriamente limitam sua capacidade de controle de potência, mas não impedem sua ampla e difundida utilização em aplicações CA de baixa potência.

A figura seguinte mostra o símbolo do TRIAC, juntamente com sua característica estática idealizada. Como pode ser observado, é um dispositivo que opera em todos os quadrantes do plano v x i. Sendo um tiristor, possui característica de travamento, isto é, uma vez em condução a corrente de gate pode ser retirada.

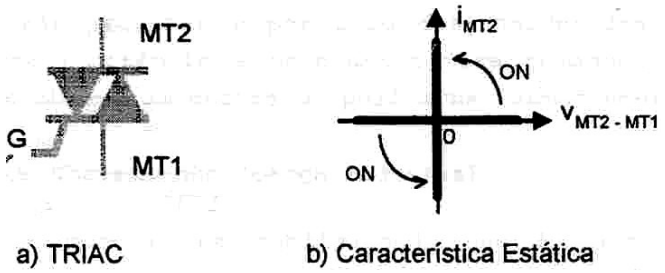


Figura 8.4 – O TRIAC e sua característica v x i

O processo de bloqueio é similar ao do SCR. Embora com sensibilidades diferentes, o TRIAC pode ser disparado tanto com correntes positivas quanto negativas no gate, mas sempre em relação a MT_1. Como o TRIAC pode conduzir em ambas as direções, em aplicações CA ele somente dispõe de um breve intervalo de tempo para recuperar sua condição de bloqueio na passagem por zero da forma de onda senoidal de corrente, o que limita seu emprego confiável em freqüências de até 60HZ.
Quando aplicado no controle de cargas indutivas, o atraso da corrente em relação a tensão implica que quando a corrente cai abaixo da corrente de manutenção I_H e o TRIAC bloqueia, surge sobre os terminais do mesmo certa tensão. Se esta tensão surge muito rapidamente, o TRIAC retoma o estado de condução e o controle é perdido. A fim de evitar esse problema, a taxa dv / dt de subida da tensão deve ser limitada através de uma rede RC série ligada aos terminais do componente (circuito “snubber”).

Na prática, em aplicações de alta potência, quando é necessário efetuar o controle bidirecional de correntes mais elevadas, utilizam-se dois SCRs ligados em anti-paralelo.

A designação dos parâmetros dos TRIACs são semelhantes às dos tiristores. A tabela seguinte mostra resumidamente as características de alguns dispositivos.

Código	V_{RRM} / V_{DRM}	I_{TRMS}	V_T	$dv/dt_{(cr)}$
T2500DFP	400V	6 A	2v	10 V/µs
2N6344	800V	12 A	1,55V	5V/ µs
BCR30GMI2	600V	30 A	1,6V	20V/ µs

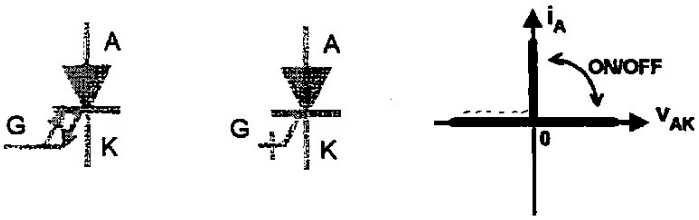
Tabela 9.2

9. CHAVES CONTROLÁVEIS

As chaves controláveis possuem o disparo e o bloqueio controláveis através de um terminal apropriado. Na prática, as chaves apresentam tempos de ligamento e desligamento não nulos, quedas de tensão no estado de condução e corrente de fuga no estado de bloqueio. Esses fatores fazem com que ocorram perdas de energia no dispositivo tanto no estado de condução quanto durante as comutações. Normalmente, as perdas causadas pelas correntes de fuga são pequenas e por isso desconsideradas. Outro aspecto não ideal é que certa potência é necessária para comandar o dispositivo, chegando a ser um problema em certos dispositivos semicondutores.

9.1 GTO

O GTO é um tiristor que possui capacidade de desligamento através do terminal de gate. Seus símbolos mais comuns e sua característica estática v x i idealizada estão mostrados na figura seguinte.



a) GTO **b) Característica Estática**

Figura 9.1 – O GTO e sua característica estática

Assim como o SCR, basta um pulso de corrente positiva em seu gate para o ligamento, o qual é mantido mesmo após retirada a corrente de gate. O GTO também desliga caso a corrente de anodo caia abaixo do valor mínimo de manutenção (I_H) .

Para efetuar o desligamento do GTO, um pulso de corrente negativa deve ser aplicado no gate. Embora o GTO não necessite de circuitos de comutação forçada como os SCRs, a corrente que deve ser aplicada ao gate para efetuar o desligamento é grande, apenas de 2 a 5 vezes menor do que a corrente de anodo a ser comutada. Isto faz com que os circuitos de acionamento de gate sejam maiores, mais complexos e mais caros, o que é uma séria desvantagem. Além disso, os GTOs não toleram altas taxas de crescimento de tensão (dv/dt), o que traz a necessidade da utilização obrigatória de circuitos snubbers de desligamento. A partir de certo valor da corrente de anodo, o controle do desligamento pelo gate é perdido, portanto cuidados devem ser tomados para que sobrecorrentes não estejam presentes. Em outras palavras: o GTO é capaz de suportar surtos de corrente mas não é capaz de cortá-los através do gate. A capacidade de bloqueio de tensão no sentido reverso é muito pequena, isto é, o GTO praticamente não é capaz de bloquear tensões negativas.

A queda de tensão direta dos GTO é ligeiramente maior do que a dos SCRs (de 2v a 3v), e a capacidade de controle de potência é quase tão elevada quanto: existem GTOs capazes de bloquear vários Kilovolts e conduzir vários kiloampères. Os tempos de desligamento são menores do que o dos SCRs (tipicamente de 5 a 25 µs), de maneira que os GTOs podem operar em freqüências maiores.

Devido a essas características, os GTOs somente são utilizados em aplicações de altíssimas potências (vários MVA), como em choppers e inversores trifásicos para tração elétrica, por exemplo.

A tabela seguinte ilustra resumidamente as características de alguns dispositivos.

Código	V_{DRM}	I_{TAV}	V_T	t_q	$dv/dt_{(cr)}$
FG1000BV-90BA	4500V	400 A	4V	20µs	1000V/µs
FG6000AU-120D	6000V	1500A	6V	30µs	1000V/µs

Tabela 9.1

9.2 IGBT – TRANSISTOR BIPOLAR DE PORTA ISOLADA

O surgimento do "Insulated Gate Bipolar Transistor" – IGBT – no final dos anos 80 representou um enorme avanço na área da eletrônica de potência. Embora com velocidades menores do que as do MOSFET, o IGBT é mais rápido do que o transistor bipolar, e pode controlar potências muito mais elevadas do que o MOSFET. Há disponíveis hoje IGBTs com capacidade de tensão de 1700V e 600 A, e mais recentemente dispositivos de 3,3kv e 1000 A . Os tempos de comutação variam desde 0,2µs nos IGBTs de menor potência até 2µs nos de maior potência, aproximadamente.

A figura seguinte mostra os símbolos mais usuais do IGBT, juntamente com sua característica estática idealizada.

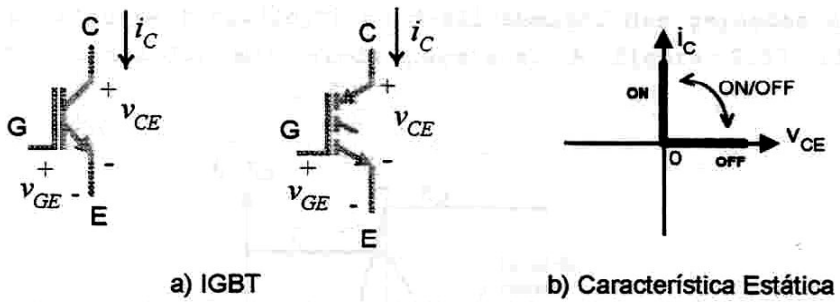


Figura 9.2 – O IGBT e sua característica estática idealizada

Os terminais do IGBT são: gate, coletor e emissor. Como pode ser notado nos símbolos, o IGBT, assim como o MOSFET, possui o terminal de controle (gate)

isolado, ou seja, é um dispositivo controlado por tensão. Isto significa circuitos de acionamento de gate menores, mais simples e mais baratos do que os utilizados nos BJTs.

O IGBT reúne características do transistor bipolar e do MOSFET. Na realidade, a característica de entrada do IGBT é a mesma do MOSFET, enquanto a característica de saída é similar à do BJT. Esta última confere ao IGBT quedas de tensão coletor-emissor pequenas (1.5 a 3.5V), mesmo nos dispositivos com maior capacidade de bloqueio de tensão.

Ao contrário do MOSFET, IGBT não possui internamente o diodo intrínseco. Pode-se adquirir IGBTs com ou sem o diodo anti-paralelo. Por outro lado, o IGBT possui internamente um tiristor parasita. Caso esse tiristor entre em condução, o controle do IGBT será perdido, o que pode levá-lo à destruição. Esse fenômeno é conhecido por "latch-up", que pode ser provocado por excesso de corrente de coletor ou dv_{ce} / dt excessivo. Nas gerações atuais de IGBT esse problema foi minimizado: o latch-up dificilmente ocorre. São os chamados "latch-up free IGBTS".

O ligamento do IGBT é feito de maneira similar à do MOSFET: deve-se carregar a capacitância gate-emissor com uma tensão suficiente. O desligamento é efetuado fazendo-se VGE inferior ao valor de limiar $V_{ce(th).}$ Normalmente se utilizam as tensões 0 e 15V ou –15 e +15V para efetuar o comando do IGBT.

Assim como nos MOSFETs, os tempos de comutação são diretamente relacionados com a velocidade de carga da capacitância C_{GE} . Variando-se a resistência externa de gate pode-se alterar o comportamento dinâmico do IGBT.
A maior fonte de perdas por comutação no IGBT é a presença da "cauda de corrente" ("current tailing") no desligamento. Nas gerações atuais, esse problema foi reduzido, mas ainda persiste. A figura seguinte ilustra esse fenômeno.

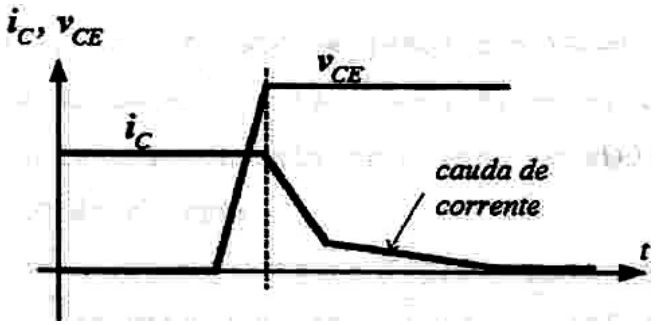


Figura 9.3 – Cauda de corrente no desligamento do IGBT

Nos manuais, as perdas por chaveamento dos IGBTs são especificadas explicitamente (parâmetros E_{on} e E_{off}) em mJ (mWs). Estas especificações são válidas para condições pré-estabelecidas, devendo ser corrigidas de acordo com a situação de interesse.

Os IGBTs são os dispositivos mais utilizados em inversores e choppers de pequena e média potência, existindo módulos de IGBTs com uma ponte trifásica

completa integrada. Além de módulos meia –ponte (“half – bridge”), etc. Esses módulos facilitam a montagem e levam a indutâncias parasitas menores, entretanto, caso um dos IGBTs se danifique, todo o módulo é perdido. Há também os chamados IPMs – módulos de potência inteligentes (“Inteligent Power Modules”), que integram o circuito de potência, circuitos de proteção e os drives de gate dos IGBTs.

Para fins ilustrativos a tabela seguinte traz os dados de alguns transistores IGBTs.

CÓDIGO	V_{CES}	I_C @ (º c)	V_{CE}(on)	P_D 25ºC	$E_{(on)} + E_{(off)}$
IRG4BC30W	600V	12 A @100ºC	2.7V	100W	0.35mJ
IRG4PC50KD	600V	30 A @100ºC	1.84V	104W	3.0mJ
IRG4PH50KD	1200V	24 A @100ºC	2.77V	200W	8.36mJ
APT60GF120JRD	1200V	60 A @90ºC	4.1V	520W	19mJ
SKM500GA123D	1200V	400A @80ºC	3.7V	2700W	53mJ
CM1200HB-66H	3300V	1200 A @25ºC	3.6V	1563W	

Tabela 9.2

Os significados dos parâmetros mais importantes estão mostrados a seguir.

V_{CES}	- Tensão coletor – emissor estando o gate em curto com o emissor
V_{CGR}	- Tensão coletor – gate estando o gate ligado ao emissor por de um resistor
$V_{(BR)}$ CES	- Tensão de ruptura coletor-emissor com VGE=0
$VCE_{(sat)}$	- Máxima tensão coletor – emissor quando em saturação
$VCE_{(on)}$	- Máxima tensão coletor – emissor quando em saturação
I_C	- Corrente DC de coletor
I_{CM}	- Corrente de surto de coletor (válida para uma dada largura de pulso)
I_{CES}	- Corrente de coletor com gate ligado ao emissor (corrente de fuga)
I_{GES}	- Corrente gate – emissor com VCE= 0 (corrente de fuga)
P_D	- Potência máxima dissipada (normalmente a 25ºc)
E_{on}	- Perda de energia no ligamento
E_{off}	- Perda de energia no desligamento
E_{ts}	- Perda total de energia no chaveamento

$td_{(on)}$	-	Tempo de atraso no ligamento
t_r	-	Tempo de subida da corrente
$td_{(off)}$	-	Tempo de atraso no desligamento
t_f	-	Tempo de queda da corrente
Q_g	-	Carga total de gate (gate-emissor mais gate-coletor)
Q_{ge}	-	Carga gate-emissor
Q_{gc}	-	Carga gate-coletor
C_{iss}	-	Capacitância de entrada
C_{oss}	-	Capacitância de saída
C_{rss}	-	Capacitância gate-coletor (capacitância reversa)
L_{CE}	-	Indutância interna
$R_{\theta JC}$	-	Resistência térmica junção – ambiente
T_J	-	Temperatura da pastilha

A tabela seguinte efetua uma comparação entre os interruptores de potência controláveis.

	MOSFET	**IGBT**	**BIPOLAR**	**GTO**
COMANDADO POR:	**TENSÃO**	**TENSÃO**	**CORRENTE**	**CORRENTE**
POTÊNCIA NECESSÁRIA PARA COMANDAR	MÍNIMA	MÍNIMA	ELEVADA	ELEVADA
CIRCUITO DE COMANDO	SIMPLES	SIMPLES	COMPLEXO elevadas correntes de base positivas e negativas	COMPLEXO elevados pulsos de corrente positivas e negativas
CAPACIDADE DE CORRENTE	ELEVADA em baixas tensões BAIXA em altas tensões	MÉDIA/ALTA pequeno compromisso com os tempos de comutação	MÉDIA severo compromisso com os tempos de comutação	MUITO ALTA
PERDAS POR COMUTAÇÃO	MUITO BAIXAS	BAIXA/MÉDIA depende do compromisso com as perdas de condução	MÉDIA/ALTA depende do compromisso Com as perdas de condução	ALTA

VELOCIDADE DE CHAVEAMENTO	MUITO ALTA	ALTA	MÉDIA/ALTA	BAIXA

Tabela 9.3

10. UJT

O transistor unijunção, ou diodo de dupla base, é um dispositivo semicondutor que possui uma junção PN com uma base de baixa dopagem e alta resistividade como mostra a figura seguinte. Devido ao seu comportamento bi – estável, é utilizado com freqüência em circuitos geradores de pulso, sincronismo, temporizadores, etc.

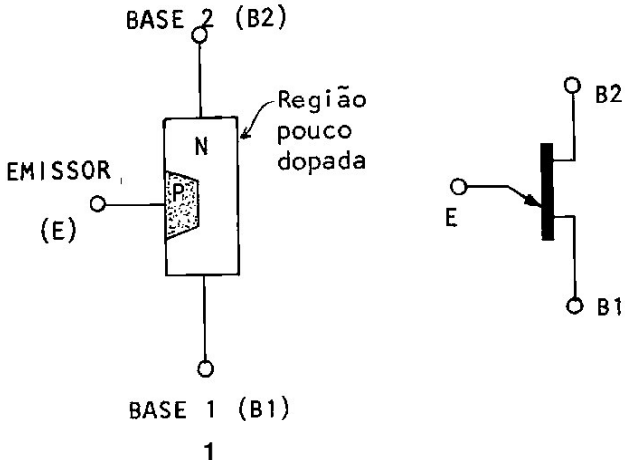


Figura 10.1 – 1 = Estrutura 2 = Símbolo

A base, de material N, tem dois terminais (B_1 E B_2) e que, por estar pouco dopada, apresenta uma alta resistência (de 5 a 10k). Aplica-se, normalmente, entre B_2 E B_1 uma polarização VBB. A camada P é chamada de emissor (E) e o circuito equivalente deste dispositivo está mostrado na figura seguinte.

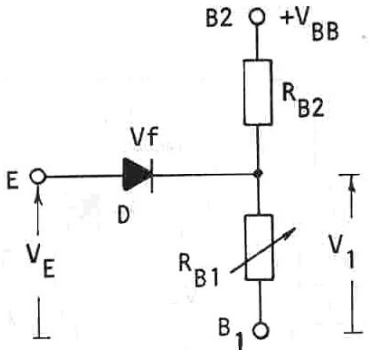


Figura10.2 – Circuito equivalente.

Com o emissor aberto, temos uma tensão V_1 sobre R_{B1}, dada por:

$V_1 = R_{B1}/ R_{B1} + R_{B2} . V_{BB}$; onde $\eta = R_{B1} /R_{B1} + R_{B2}$. ou, $V_1 = \eta V_{BB}$.

O parâmetro η é característico do UJT e tem seu valor normalmente próximo de 0,5. Aplicando-se agora uma tensão positiva no emissor, o diodo permanecerá cortado até um valor máximo $V_E = V_P = V_I + V_f$. A partir deste valor o diodo começa a conduzir e a injetar corrente na região de base. Isto faz com que sejam criados portadores (lacunas e elétrons) nesta região e seja reduzida a resistência R_{B1}. Esta redução de R_{B1} será tanto maior quanto maior for a corrente injetada na região da base.

Estando o diodo injetando corrente na região de base a tensão V_E pode ser reduzida sem que o mesmo pare de conduzir. Ao menor valor de V_E que ainda mantém a injeção de corrente chamamos V_{min}. Tensões de emissor inferiores a V_{min}, levam à interrupção da corrente e, conseqüentemente, cortam a condução do UJT.

Resumindo, o UJT possui dois estados distintos: CONDUÇÃO e CORTE. Para cada um destes estados podemos construir um circuito equivalente.

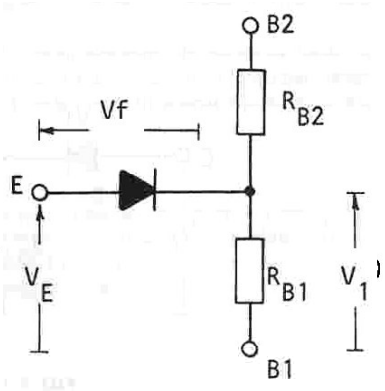


Figura 11.3 Condução
Início da condução: $V_E > V_1 + V_f$
Mantendo-se em condução: $V_E > V_{min}$

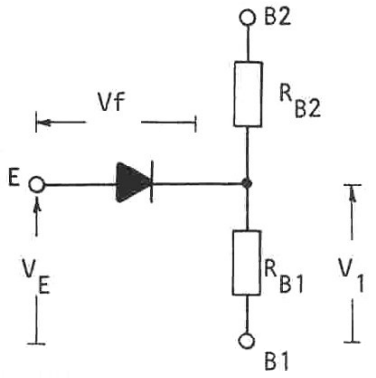


Figura 11.4 – Corte
Levado ao corte: $V_E < V_{min}$
Depois de cortado: $V_E < V_1 + V_f$

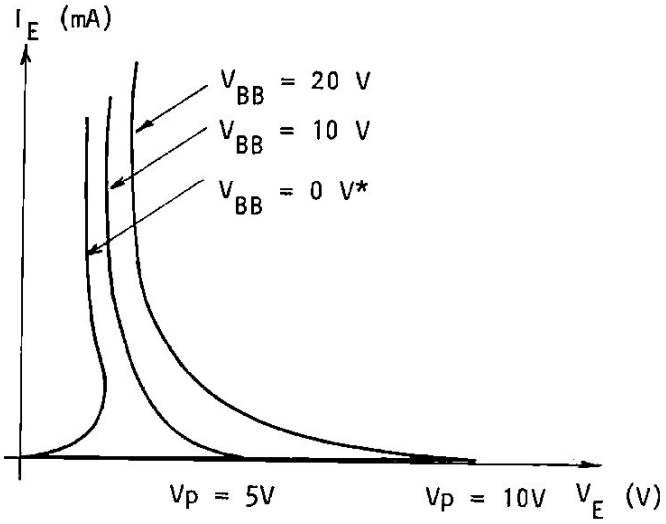


Figura 10.5 – Curva característica do UJT (η = 0,5)
V_p = tensão de disparo do UJT
$V_p = \eta V_{BB} + V_f = \cong \eta V_{BB}$
Se $\eta \cong 0,5 \Rightarrow V_p \cong 0,5 V_{BB}$

Observação: *Para $V_{BB} = 0$, a curva do UJT é praticamente a mesma obtida com a polarização direta de um diodo comum – junção PN.*

10.1 GERADORES DE PULSOS: CIRCUITOS DE DISPARO PARA TIRISTORES E TRIACS

O Transistor unijunção (UJT) é freqüentemente utilizado nos circuitos para disparar os diodos controlados.

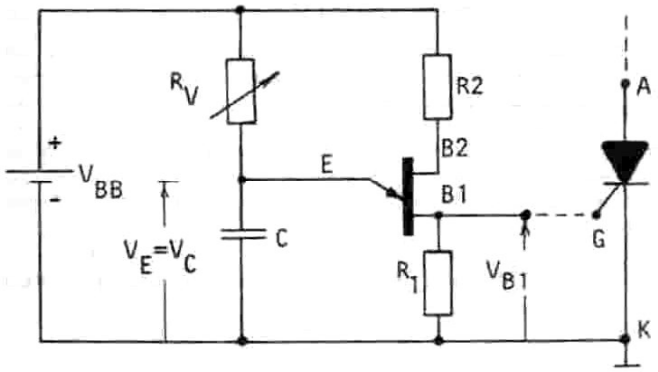


Figura 10.6 - Oscilador de relaxação com UJT

Quando o circuito é ligado à alimentação, o capacitor C inicia um processo de carga através de R_V , aumentando exponencialmente sua tensão, em direção ao potencial V_{BB} . Enquanto o potencial de emissor V_E, for inferior à tensão de disparo, V_p, a resistência entre E e B_1 é muito alta e o capacitor continua seu processo de carga.

Quando a tensão de disparo é alcançada, a resistência entre E e B_1 fica muito baixa (igual à do diodo EB_1 polarizado diretamente) e o capacitor se descarrega rápidamente através de E – B_1 e R_1 (que também é de valor baixo). A descarga de C gera um pulso rápido em B_1, que tem amplitude e duração adequadas para disparar tiristores e triacs. Após a descarga completa de C, o UJT pára de conduzir entre E e B_1, e o capacitor inicia um novo processo de carga, repetindo o ciclo, gerando outro pulso, daí a um certo intervalo definido pela constante de tempo R_V . C.

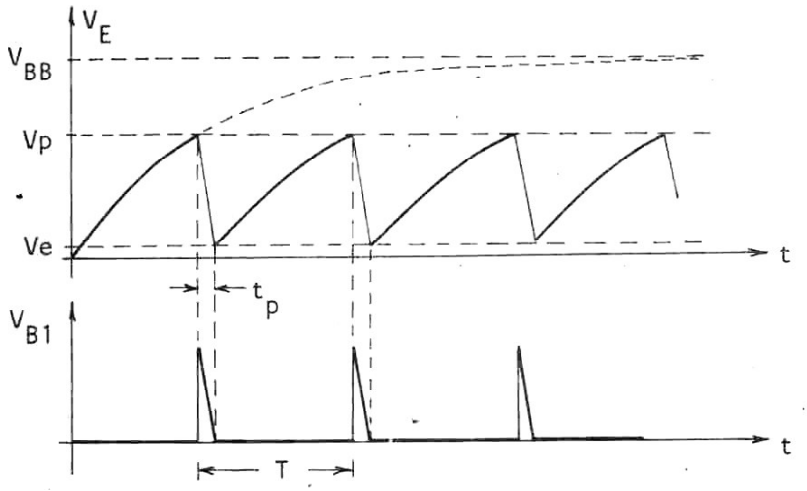


Figura 10.7 - Formas de ondas em E(V_E) e em B1(VB_1)
V_{BB} = Tensão de alimentação
$V_p \cong \eta\ V_{BB}$ = tensão típica de disparo do UJT
ve = tensão de extinção do UJT;
(tensão onde cessa a condução entre E e B_1)
T = 1/f = período da oscilação.

Desprezando Ve e o tempo de descarga, t_p, o período e a freqüência são dados por:

$$t = R_V C \ln \frac{1}{(1 - \eta)} \qquad e \qquad f = \frac{1}{R_V C \ln \left(\frac{1}{1 - \eta}\right)}$$

Observa-se que a forma de onda gerada no EMISSOR é do tipo “dente se Serra”. A freqüência pode ser variada atuando em R_V, uma vez que este resistor influi no tempo de carga de C: R_V grande, tempo de carga grande, período aumenta a freqüência diminui. Se R_V for pequeno, ocorre o inverso.

O pulso de curta duração que aparece em B_1, pode ser ligado diretamente no gatilho do tiristor a ser disparado, ou então através de um transformador de pulsos, como mostrado a seguir.

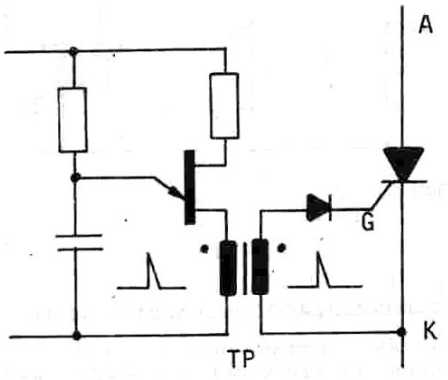


Figura 11.8

10.2 GERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO COM A ALIMENTAÇÃO

Quando tiristores ou triacs são usados em corrente alternada para o controle de fase sobre uma carga qualquer, é necessário que o circuito de disparo esteja sincronizado com a rede que alimenta o circuito. Se não houver este sincronismo, em cada semiciclo positivo, o tiristor (ou triac) dispara em um ângulo de fase diferente (quando receber o primeiro pulso no gatilho depois de ter iniciado o semiciclo positivo). Desta forma seria impossível definir uma corrente específica de carga, devido à variação contínua e aleatória do ângulo de disparo do dispositivo.

O circuito mostrado a seguir funciona em sincronismo com a tensão de alimentação.

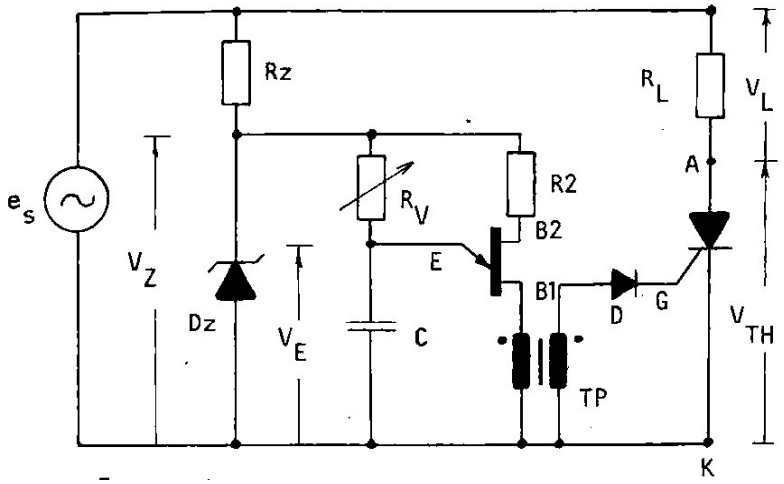


Figura 10.9 – e_s = Em sen ωt

Gerador de Pulsos Sincronizados com a Alimentação

A operação do circuito pode ser descrita da seguinte forma: o capacitor C está inicialmente descarregado, e durante os semiciclos positivos, a tensão aplicada à

combinação em série, R_V e C, é V_Z. No início do semiciclo positivo o capacitor inicia sua carga, e a tensão sobre ele aumenta exponencialmente, até que a tensão de emissor do UJT, V_E, atinja o valor de disparo, $V \cong \eta V_{BB} \cong 0,5Vz$.
Quando este valor é atingido, o capacitor se descarrega, gerando um pulso que é aplicado ao gatilho.

Neste instante o tiristor começa a conduzir, fazendo circular corrente em R_L, até que a tensão de anodo chegue a zero, em 180º, quando volta a desligar, por comutação natural. Enquanto a tensão Vz for positiva o circuito continua gerando pulsos e ativando o tiristor. Isto não altera a situação já descrita, uma vez que apenas o primeiro pulso é suficiente para disparar o tiristor.

O sincronismo é conseguido quando a tensão de alimentação chega a zero no final do semiciclo positivo (180º).

Neste ponto, a tensão aplicada sobre o zener e, portanto, sobre o UJT é nula. Isto forçará o capacitor a se descarregar totalmente, não importa que tensão esteja sobre o mesmo neste instante. Isto porque, se a tensão que alimenta o UJT é nula, então a tensão de disparo, V_p, é igual à tensão de barreira do diodo Emissor – Base1, que é aproximadamente 0,5 volts.

Deste ponto (180º) até o início do próximo semiciclo positivo (360º = 0º) o diodo Zener está diretamente polarizado. Portanto a tensão Vz será – 0,7v e o UJT não poderá gerar pulsos neste intervalo. Ao iniciar-se o próximo semiciclo positivo, o capacitor C inicia seu processo de carga partindo de uma condição de carga inicial nula. Portanto, se R_v não tiver sido alterado, o ponto de disparo (ou ângulo de disparo , θd) será o mesmo do semiciclo positivo anterior, uma vez que a constante de tempo não foi alterada nem o valor da tensão de disparo, nem a condição inicial de carga. Então, o fato do capacitor iniciar seu processo de carga a partir da condição de carga inicial nula, em cada semiciclo positivo, constitui o sincronismo do gerador de pulsos.

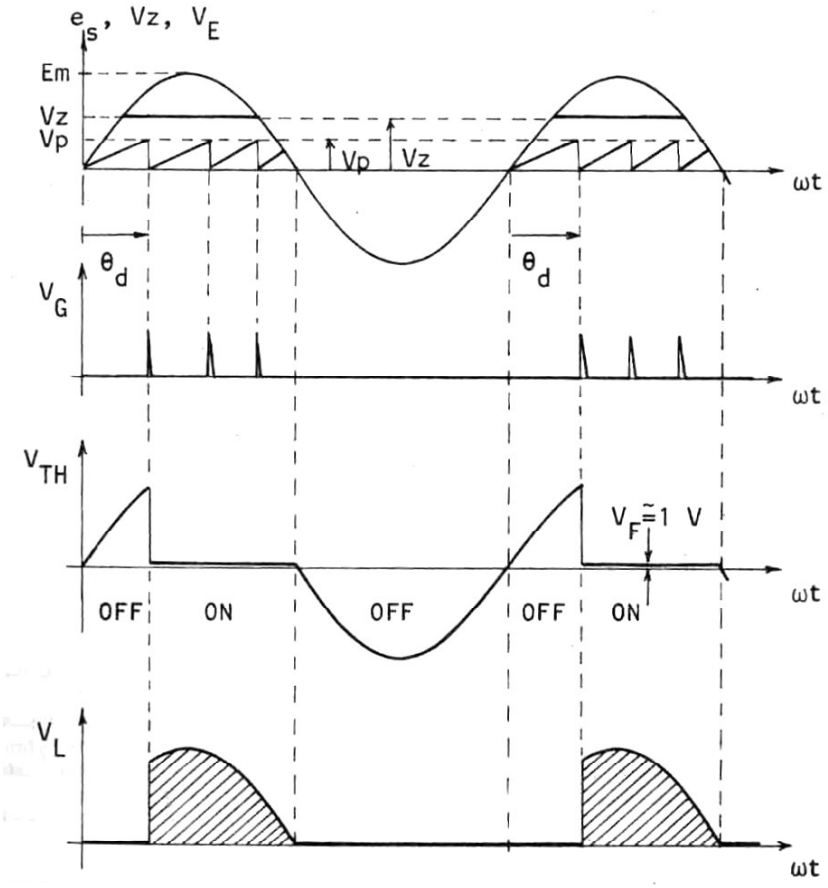


Figura 10.10 - Formas de onda sobre Vz, V_E, no tiristor (TH) e na carga, R_L

11. CIRCUITO INTEGRADO TCA 780/785

O C.I. TCA 780/TCA785

Com a evolução tecnológica ocorrida no período entre décadas de 70 e 80, e com a necessidade de redução de espaço físico ocupado pelos dispositivos de disparo de chaves estáticas, foi criado um circuito integrado capaz de satisfazer a maioria das aplicações industriais no ramo de eletrônica de potência e controle de potência.

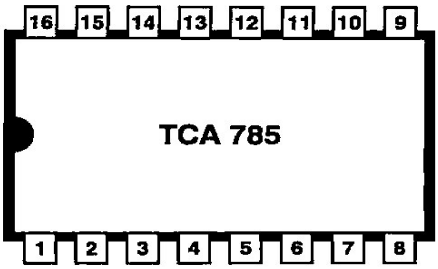
Este circuito eletrônico foi batizado com o apelido de TCA 780 e o seu sucessor de TCA 785.

Trata-se de um circuito integrado analógico monolítico, desenvolvido para controlar o ângulo de disparo de tiristores, triacs, e transistores continuamente entre 0º e 180º.

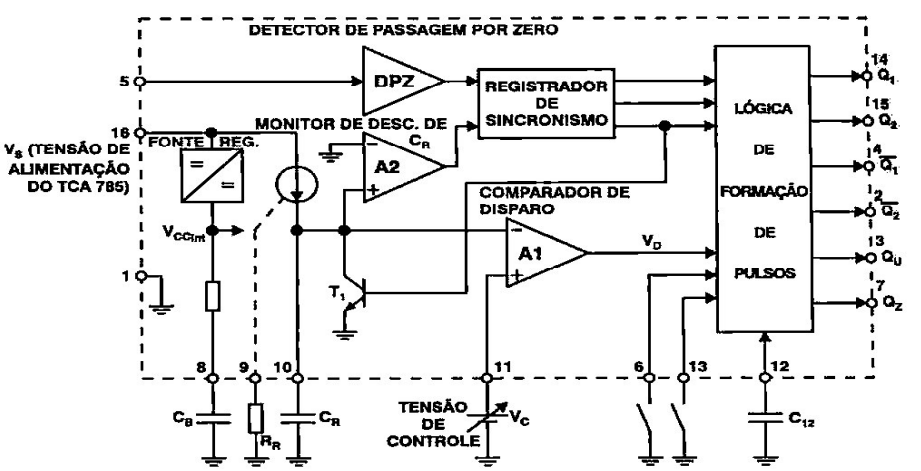
O ponto de chaveamento é regulado por alguns componentes ligados externamente aos seus pinos que permitirão um grande número de opções de funcionamento, em espaço reduzido. Dentre as principais características, destacam-se:

- Largo campo de aplicações devido à possibilidade de controle externo;
- Operação em circuitos trifásicos empregando 3 CI's;
- Compatível com LSL – (lógica digital de elevada imunidade a ruídos);
- Duração de pulso de disparo controlado por apenas um capacitor externo;
- Detecção de passagem de tensão por 0 volts;
- Indicado para aplicação de conversores tensão – freqüência (VCO);
- Possibilidade de inibição de pulsos de disparo;
- Tensão de alimentação de 8 a 18V;
- Consumo interno de corrente baixo (5mA).

Seu circuito interno e pinagem aparecem na figura a seguir.



(a) CI - TCA785



(b) Diagrama de Blocos

Figura 11.1 – Circuito integrado de disparo TCA785

11.1 ANÁLISE DE BLOCOS E FUNCIONAMENTO

O circuito interno será explicado apenas para fixar o conceito do disparo por pulsos. Além disso, o conhecimento de como o TCA 785 funciona, ajudará a entender os circuitos de disparo e como projetá-los. A figura seguinte mostra uma parte do diagrama de blocos do TCA785.

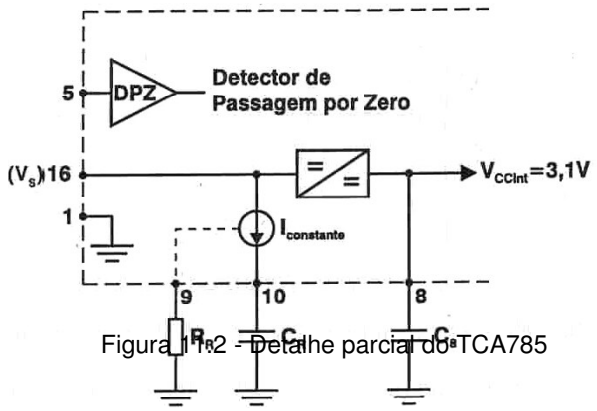
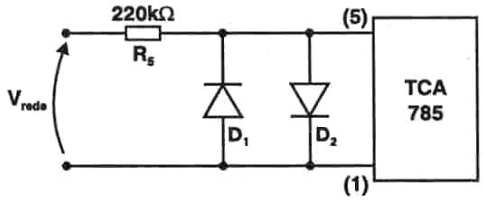


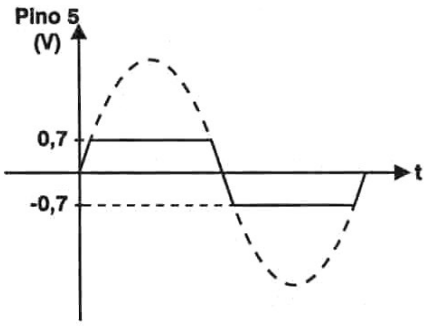
Figura 11.2 - Detalhe parcial do TCA785

Todo circuito de disparo, em retificadores controlados, deve ser **sincronizado** com a rede, ou ocorrerá o disparo aleatório dos tiristores, uma vez que cada pulso será aplicado num instante diferente, que não está relacionado com a tensão da rede.

Um ponto de referência para sincronismo é a **passagem da rede por zero.** Isto ocorre cada 8,33 ms, aproximadamente, em redes de 60Hz. No TCA 785, existe um **detector de passagem por zero** (bloco DPZ), que gera um pulso de sincronismo toda vez que a tensão da rede passa por zero. A entrada para a tensão de referência de sincronismo é no pino 5, como mostra a figura seguinte.



(a) Conexão da Referência



(b) Tensão de Referência

Figura 11.3 - Referência para o detector de passagem por zero

A fonte de alimentação para os circuitos internos é de 3,1V, regulada pelo próprio TCA785, a partir da tensão de alimentação do circuito integrado (Vs). Isto permite que o CI possa ser alimentado com diversos níveis de tensão (8V ≤ Vs ≤ 18V).

A tensão de 3,1V está também disponível externamente (pino 8), podendo ser filtrada (por C_8) para reduzir a ondulação.

A base de sincronismo é um gerador de rampa, cuja característica é ajustada por R_R eC_R, nos pinos 9 e 10, respectivamente.

O gerador de rampa fornece uma tensão que varia **linearmente** com o tempo (reta). Ou seja, a tensão dobra se o intervalo de tempo dobrar. Em outras palavras, a tensão cresce proporcionalmente ao aumento do tempo, como se vê, no exemplo.

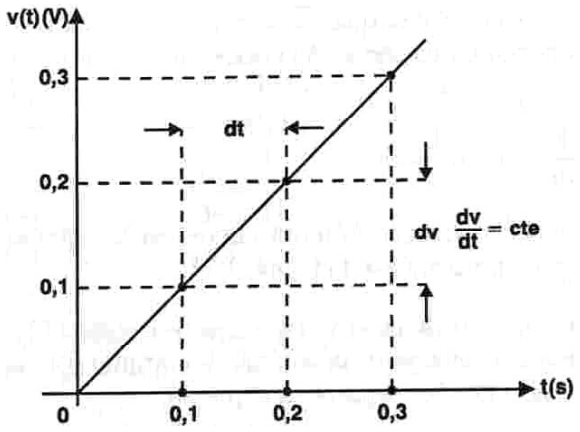


Figura 11.4 - Saída de um gerador de rampa.

Pelo gráfico da figura, quando a variação de tempo for de 0,1s (por exemplo, de 0s a 0,1s ou de 0,2s a 0,3s), a variação de tensão será sempre a mesma (0,1V).

Um capacitor é regido pela expressão:

$$i_C = C. \frac{dv}{dt}$$

Onde **dv** é uma pequena variação de tensão e **dt** uma pequena variação de tempo.

A interpretação da equação do capacitor é que, havendo variação da tensão no tempo (dv/dt), haverá corrente circulando pelo capacitor. Além disso, essa corrente será proporcional ao valor do capacitor.

Exemplo

Se dv = 100mV e dt = 0,1ms, isso significa que, em 0,1ms, a tensão nos terminais do capacitor variou de 100mV. Neste caso, sendo o capacitor de 1µF, de acordo com a expressão acima, a corrente pelo capacitor será de:

$$I_C = C.\frac{dv}{dt} \Rightarrow I_C = 1x10^{-6} \times \frac{100x10^{-3}}{0,1x10^{-3}} \Rightarrow Ic = 1mA$$

De tudo isso, conclui-se que, se a corrente que flui pelo capacitor for constante, a variação de tensão será proporcional à variação do tempo, ou seja:

$$I_C = C.\frac{dv}{dt} \Rightarrow dv = \frac{I_C}{C} . dt$$

Assim, com I_c constante, a tensão aumentará segundo uma reta em relação ao tempo.

No TCA785, ocorre justamente o descrito acima. O capacitor C_R é carregado linearmente através de uma fonte de corrente constante, cujo valor pode ser controlado por R_R, segundo a expressão:

$$i_{CR} = \frac{V_{CCint} . K}{R_R}$$

Onde K = 1,1 e V_{CCint} = 3,1V.

Os valores mínimo e máximo de I_{CR}, respectivamente, 10µA e 1000µA, devem ser observados. O mesmo ocorre com R_R, que deve estar entre 3kΩ e 300kΩ.

Finalmente, a tensão V_{CR} da rampa, no capacitor C_R, cresce linearmente com o tempo, conforme a equação:

$$V_{CR} = \frac{I_{CR} . t}{C_R}$$

Para o correto funcionamento do circuito, devem ser considerados os valores mínimo e máximo de C_R, respectivamente, 500pF e 1µF. Um valor elevado de C_R tornaria a descarga do mesmo muito lenta, comprometendo o novo ciclo de carga e, conseqüentemente, o sincronismo do disparo.

Exemplo

Se R_R = 100KΩ e C_R = 0,1µF, tem-se:

$$I_{CR} = \frac{V_{CCint} . K}{R_R} \Rightarrow I_{CR} = \frac{3,1 \times 1,1}{100 \times 10^3} \Rightarrow I_{CR} = 34,1\mu A$$

$$V_{CR} = \frac{I_{CR}}{C_R} \cdot t \Rightarrow V_{CR} = \frac{34{,}1x10^{-6}}{0{,}1x10^{-6}} \cdot t \Rightarrow V_{CR} = 341.t$$

A tensão da rampa V_{CR} é comparada com a tensão de controle V_C, no pino 11 do TCA785.

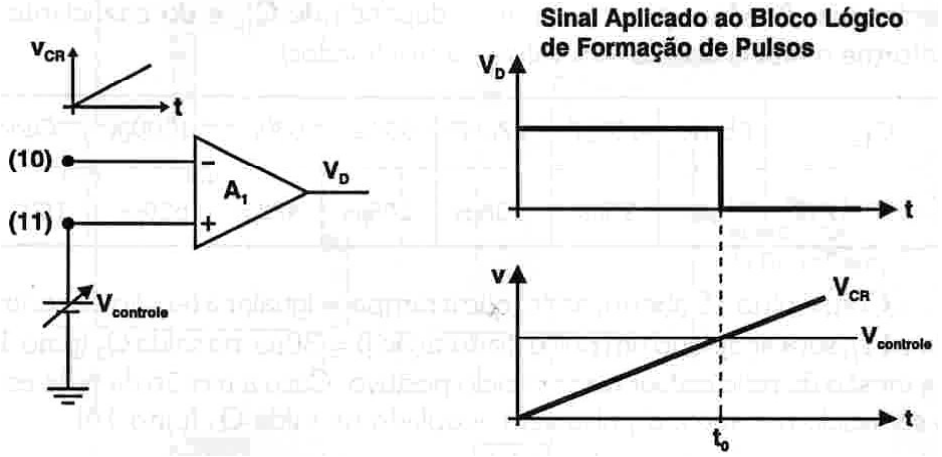


Figura 11.5 - Comparador de Disparo do TCA785

No instante t_0, correspondente ao ângulo de disparo α em relação ao sinal da rede, quando as tensões se igualarem ($V_{CR} = V_C$), a **mudança** de estado na saída V_D do bloco Comparador de Disparo indicará ao bloco **Lógica de Formação de Pulsos**, que um pulso de disparo deve ser acoplado a uma de suas saídas.

A tensão da rampa V_{CR} está limitada a (V_S – 2) V, ou seja, 2V abaixo da tensão de alimentação.

O capacitor continua a se carregar até que, no próximo cruzamento por zero, o **Detector de Passagem por Zero** informe o evento ao **Registrador de Sincronismo**. Este registrador irá gerar um pulso de sincronismo que saturará T_1. Com T_1 saturado, o capacitor do pino 10(C_R) descarregar-se-á rapidamente, ficando preparado para o início da próxima rampa. A informação de passagem por zero só é liberada após a descarga de C_R , que é monitorada pelo bloco **A_2** (Monitor de Descarga de C_R).

O TCA785 possui uma saída Q_1(pino14) e outra Q_2(pino 15) defasadas em 180º. Enquanto Q_1 serve para disparar um SCR no semiciclo positivo, Q_2 pode ser usada para disparar um segundo SCR no semiciclo negativo. Mas há ainda outras saídas, que logo serão explicadas.

Com as informações dos circuitos anteriores, o bloco **Lógica de Formação dos Pulsos** encarrega-se de colocar nas saídas a forma de pulso selecionada. A **duração** dos pulsos depende de C_{12} e do coeficiente β, conforme a tabela abaixo (em valores aproximados):

C_{12}	Aberto	150pF	220pF	330pF	680pF	1000pF	Curto
β = 620µs/nF	30µs	93µs	136µs	205µs	422µs	620µs	180º - $\propto$

Tabela 11.1

Com o pino 12 aberto, assim que a rampa se igualar à tensão de controle (pino 11), será acoplado um pulso de duração β = 30µs na saída Q_2 (pino 15), se a tensão da rede estiver no semiciclo positivo. Caso a tensão da rede esteja no semiciclo negativo, o pulso será acoplado na saída Q_1 (pino14).

Se o pino 12 estiver curto-circuitado à terra, a largura dos pulsos será fixa, estendendo-se do instante do disparo até o início do próximo semiciclo. Com isso, consegue-se um pulso longo, de duração 180º - α, que é utilizado para garantir o disparo do tiristor em aplicações com carga indutiva.

Para cada valor de C_{12} mostrado na tabela, tem-se pulsos com outras durações, dadas pelo parâmetro β.

A figura seguinte mostra a formação dos pulsos em duas opções de duração dos mesmos.

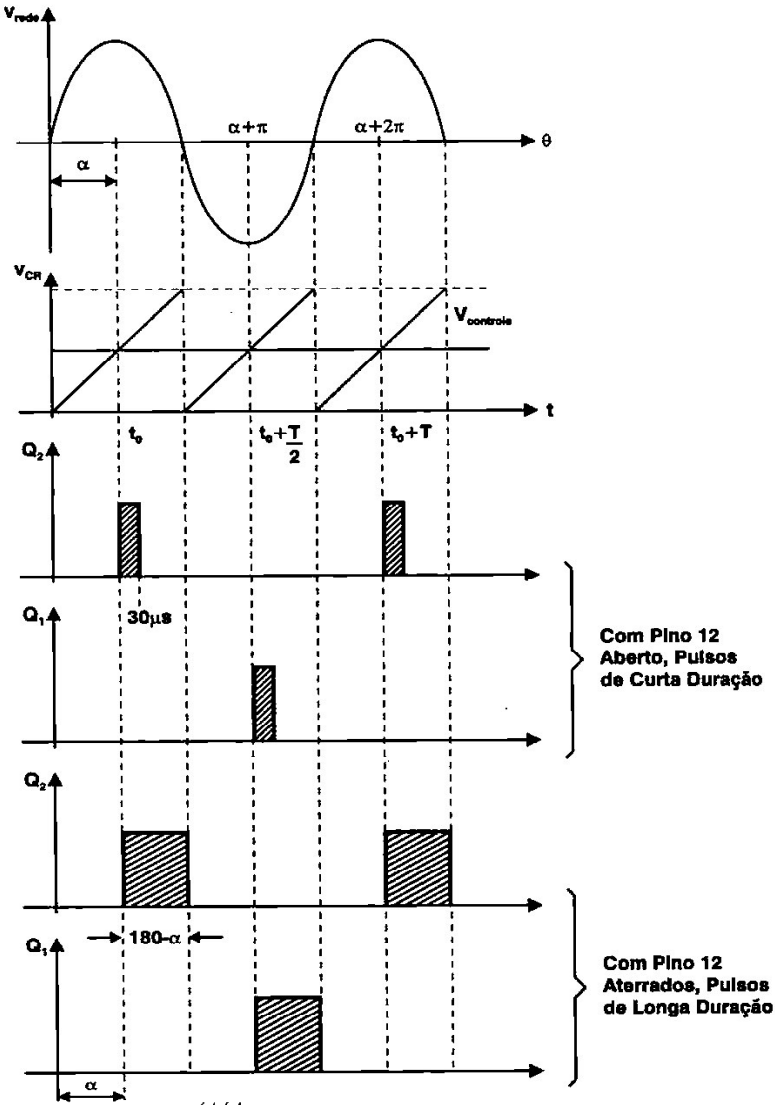
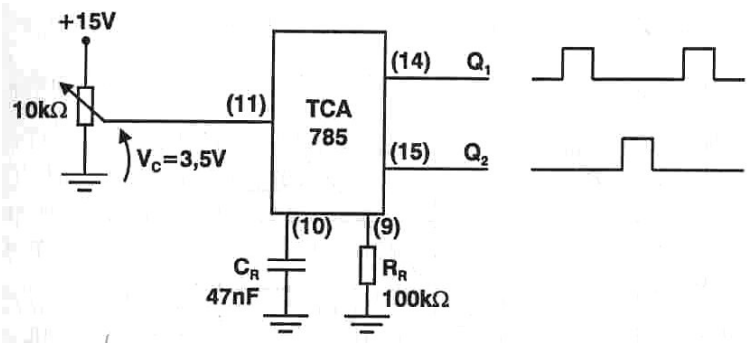


Figura 11.6 - Formação dos pulsos de disparo

Exemplo

Observe o TCA785 da figura seguinte.



R_R = 100kΩ e C_R = 47nF, com pino 12 aberto. Desenhe as formas de onda nos pinos 14 e 15, considerando uma tensão de controle V_C = 3,5V.

A tensão no capacitor C_R cresce linearmente com o tempo, conforme a equação:

$$V_{CR} = \frac{I_{CR}}{C_R} \cdot t$$

O período da rampa em C_R é de 8,33ms (1/2 período de 60 Hz). O valor máximo da tensão em C_R será, portanto:

$$V_{CRmax} = \frac{8,33 \times 10^{-3}}{47 \times 10^{-9}} \times I_{CR} \Rightarrow V_{CRmax} = 177234.I_{CR}$$

Mas,

$$I_{CR} = \frac{V_{CCint} \cdot K}{R_R} \Rightarrow I_{CR} = \frac{3,1 \times 1,1}{100 \times 10^{3}} \Rightarrow I_{CR} = 34,1\mu A$$

Assim:

$$V_{CRmax} = 177234.I_{CR} \Rightarrow v_{CRmax} = 177234 \times 34,1 \times 10^{-6} \Rightarrow V_{CRmax} = 6V$$

Como a tensão de controle é V_C = 3,5V, o disparo ocorrerá em:

$$T_0 = \frac{V_C \cdot C}{I_{CR}} \Rightarrow t_0 = \frac{3,5x47x10^{-9}}{34,1X10^{-6}} \Rightarrow t_0 = 4,82ms$$

Finalmente, as formas de onda nos pinos 14 e 15 estão mostradas a seguir:

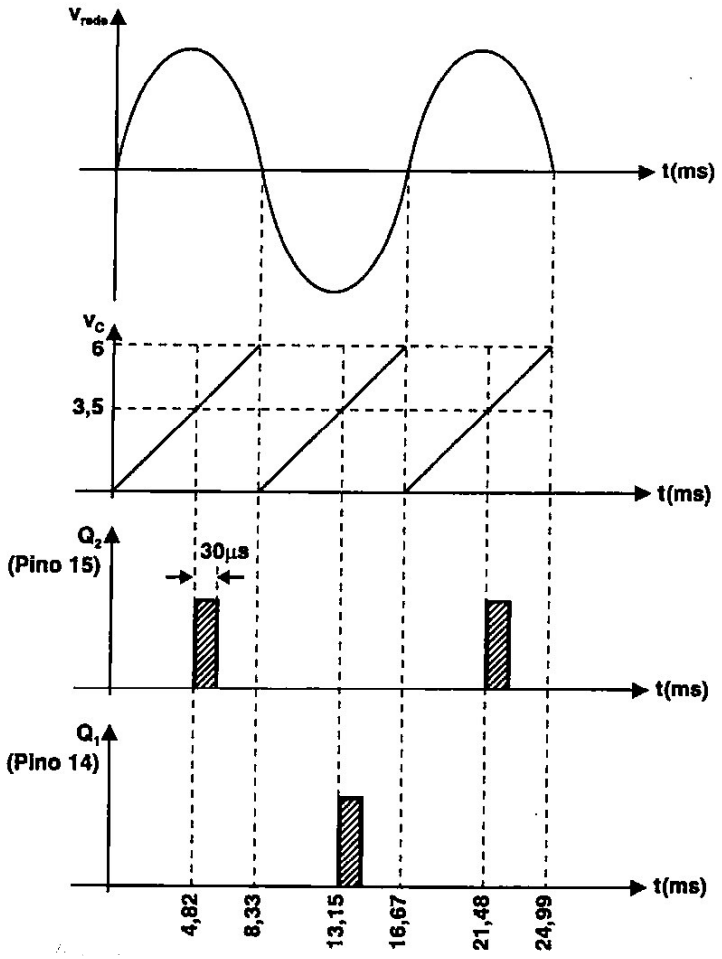


Figura 12.7 - Formas de onda nas saídas Q1 e Q2 do TCA785

O TCA785 tem outras opções para os pulsos de saída. As saídas $\overline{Q_1}$ (pino 4) e $\overline{Q_2}$ (pino 2) são complementares (com sinal lógico invertido) em relação às saídas Q_1 (pino 14) Q_2 (pino 15), respectivamente. A figura seguinte mostra os pulsos Q_1, Q_2 e os seus complementares $\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$.

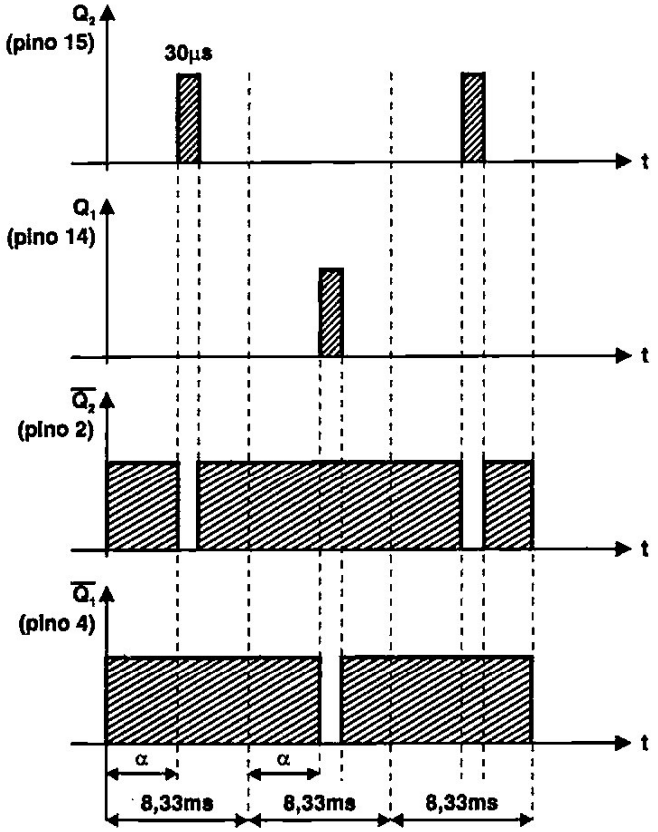


Figura 12.8 - Pulsos nas saídas normais e complementares

$\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$ são saídas em coletor aberto, ou seja, com transistores internos que recebem sinais nas suas respectivas bases, mas que só conduzirão quando polarizados corretamente, através dos resistores externos R_2 e R_4, como no circuito da figura seguinte.

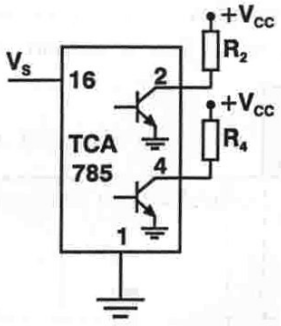


Figura 11.9 - Polarização das saídas complementares

Os valores de R_2 e R_4 devem ser corretamente calculados, levando-se em conta que a corrente máxima de saída nos coletores dos transistores é de 10mA.

O aterramento do pino 13 resulta em pulsos de longa duração (180º - ∝) nas saídas Q_1 e Q_2 , de modo semelhante ao que ocorre com o pino 12 para as saídas Q_1 e Q_2.

Existem, ainda duas saídas auxiliares Q_U (pino 3) e Q_Z (pino 7), também em coletor aberto.

A saída Q_U é análoga à saída Q_1, diferindo apenas pelo fato de que, em Q_U a duração do pulso é constante e igual a 180º (8,33ms em 60Hz).

A saída Q_Z é igual a uma associação lógica NOR das saídas Q_1 e Q_2, sendo útil no disparo de TRIACS.

Na figura seguinte estão ilustradas as formas de onda das saídas Q_U eQ_Z.

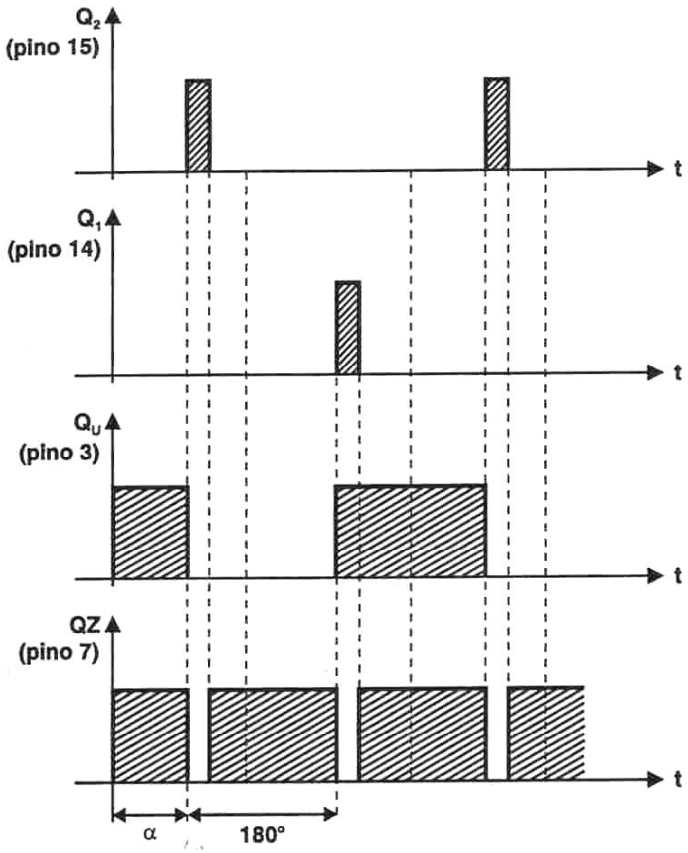


Figura 11.10 - Saídas auxiliares QU E QZ

Uma opção muito importante no TCA785 é a possibilidade de bloqueio das saídas. As saídas estarão liberadas apenas se o pino 6 tiver tensão superior à 4V. Por outro lado, estará garantido o bloqueio dos pulsos se a tensão no pino 6 for inferior a 2,5V.

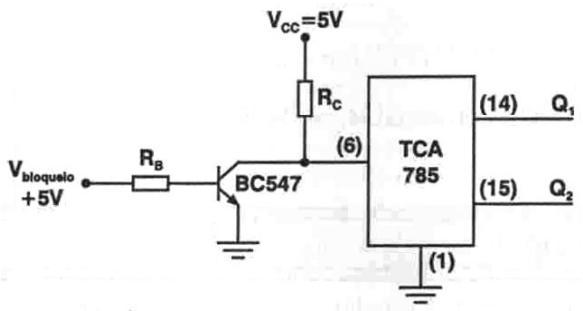
Quando há defeito em um equipamento que use tiristores, ou no sistema por ele controlado, é muitas vezes interessante bloquear o funcionamento dos tiristores.

A idéia é que um alarme, que indique uma condição defeituosa, possa atuar no pino 6 do TCA785, evitando causar maiores danos ao equipamento ou ao sistema.

A condição de bloqueio no pino 6 pode ser feita com uma chave de operação manual, comum contato de relê ou ainda, usando a saída de um transistor NPN.

Exemplo

A figura seguinte mostra um circuito para o bloqueio das saídas do TCA785 com transistor NPN.



BC547
β_{min} = 125
$V_{CEsat} \leq$ 0,25

Enquanto não chegar nenhum sinal de bloqueio, o transistor permanece cortado, fazendo com que a tensão no pino 6 seja de 5V, deixando as saídas do TCA785 liberadas. Com o sinal de bloqueio, o transistor satura e a tensão no pino 6 cai abaixo de 2,5V, bloqueando as saídas do TCA785.

Portanto, basta calcular R_C e R_B para que o circuito satisfaça essas condições.

A corrente de base será:

$$I_B = \frac{V_{bloq} - V_{BE}}{R_B} \Rightarrow I_B = \frac{5 - 0,7}{R_B} \Rightarrow I_B = \frac{4,3}{R_B}$$

Para I_B = 10µA, obtem-se R_B = 430kΩ. Escolhendo-se um valor comercial próximo, R_B = 390KΩ, resultará em I_B = 11µA.

A corrente de coletor mínima será:

$$I_{Cmin} = \beta_{min} . I_B \Rightarrow I_{Cmin} = 125x11x10^{-6} \Rightarrow I_{Cmin} = 1,38mA$$

O valor de R_{Cmin} para garantir a saturação do transistor e o bloqueio do TCA785 será:

$$R_{Cmin} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{Csat}} \Rightarrow R_{Cmin} = \frac{5 - 0,25}{1,38x10^{-3}} \Rightarrow R_{Cmin} = 3.442\Omega$$

Será escolhido o valor comercial RC = 3k9Ω.

12. RETIFICADORES

12.1 RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS

12.1.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ½ ONDA NÃO CONTROLADO

O retificador trifásico de ½ onda pode ser visualizado como a ligação em paralelo de três retificadores monofásicos de1/2 onda. A carga é ligada ao neutro da fonte trifásica, como pode ser observado na figura seguinte.

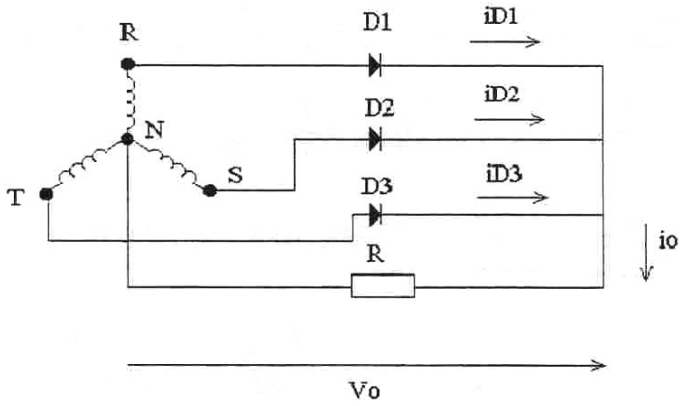


Figura 12.1 - Retificador trifásico de ½ onda

Desta forma, a tensão sobre a carga é composta por porções das tensões fase-neutro. Como os catodos dos diodos estão unidos, ou seja, estão no mesmo potencial, conduzirá aquele que tiver a maior tensão em seu anodo, conseqüentemente colocando este potencial em seu catodo e forçando os outros dois diodos a se bloquearem.

A figura seguinte mostra as formas de onda das tensões trIfásicas R_N,S_N,T_N juntamente com a tensão de saída do retificador. Como as tensões trifásicas são defasadas entre si 120º, a cada instante apenas uma delas é mais positiva do que as outras. Por exemplo: quando a tensão da fase R é a mais positiva, o diodo D1 conduz. No instante em que a tensão da fase S supera a amplitude da tensão R_N, D2 entra em condução forçando D1 ao corte, e assim por diante.

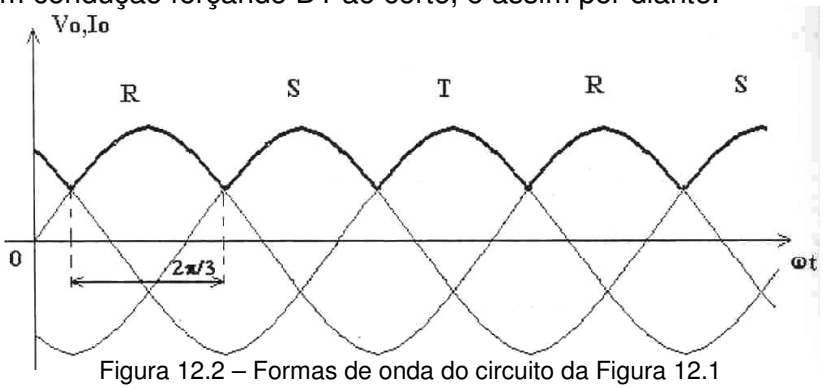


Figura 12.2 – Formas de onda do circuito da Figura 12.1

A duração de cada ondulação da tensão de saída é 120º, porque este é também o intervalo no qual uma tensão fase-neutro permanece mais positiva do que as

demais. Devido a isto, a freqüência do riple da tensão de saída é três vezes a freqüência da fonte CA (retificador de 3 pulsos):

$$f_{ripple} = 3 \cdot f_{rede}$$

Cada diodo conduz 120º por ciclo, a corrente média em cada diodo é igual a 1/3 da corrente média que circula na carga:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

Aplicando-se a definição de valor eficaz sobre a curva de corrente do diodo, chega-se a:

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}}$$

A tensão média na carga pode ser encontrada aplicando-se a definição à forma de onda da tensão:

$$V_{omed} = \frac{1}{T} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_{FN\,max}\, sen(\omega t) dt$$

Que resulta em :

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms}$$

A corrente média na carga é dada pela expressão:

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

A forma de onda da tensão sobre o diodo pode ser visualizada na figura 12.3, onde observa-se que ela é composta por trechos de tensões fase-fase. Isto porque o diodo que conduz leva o potencial de seu anodo para o catodo dos outros dois que estão bloqueados, que então ficam submetidos a uma diferença de potencial fase-fase de catodo para anodo.

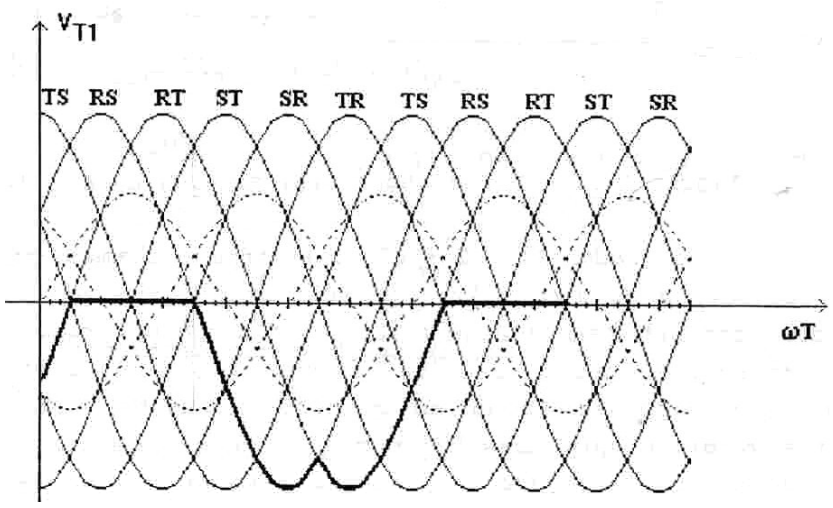


Figura 12.3 – Forma de onda da tensão no diodo

Cada diodo deve portanto suportar o pico da tensão fase-fase, ou seja, a especificação da tensão de pico inversa (PIV ou V_{RRM}) deve ser superior a :

$$\mathbf{PIV} = \sqrt{2} \cdot \mathbf{V_{FFrms}}$$

Lembrando que $V_{FFrms} = \sqrt{3} \cdot V_{FNrms}$.

A seqüência das tensões fase-fase mostradas na figura anterior depende basicamente da seqüência de fase da fonte CA. São 6 os números de combinações das tensões fase-fase, que são defasadas entre si 60º.

Cargas indutivas

No retificador monofásico de ½ onda, a presença de uma parcela indutiva na carga faz com que surja um trecho de tensão negativa na carga. No retificador trifásico, a forma de onda da tensão de saída não se altera em presença de indutância na carga. Isto ocorre porque neste retificador é a fonte responsável pela comutação dos diodos, isto é, um dado diodo conduzirá obrigatoriamente quando a tensão em seu anodo ficar mais positiva, obrigando o diodo que conduzia anteriormente a cortar.

12.1.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA NÃO CONTROLADO

O circuito do retificador trifásico de onda completa pode ser visualizado na figura seguinte.

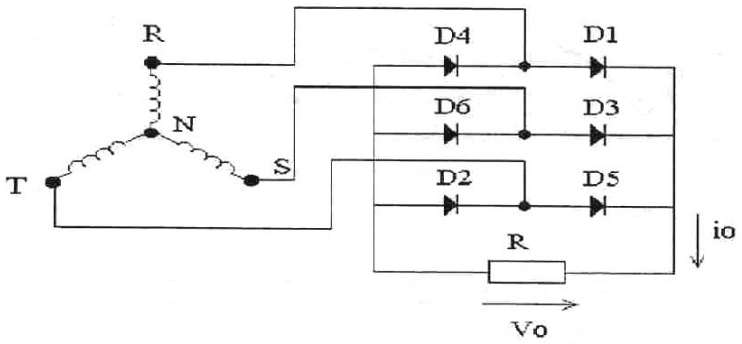


Figura 12.4 – Retificador trifásico de onda completa

Como pode ser observado, o neutro da fonte CA não é ligado ao circuito retificador.

Os diodos D1, D2 e D3 constituem o chamado grupo positivo (ou poli-catódico), e os diodos D2, D4, D6 o grupo negativo (ou poli anódico). Os diodos conduzem sempre dois a dois : um diodo do grupo positivo e um do grupo negativo. No grupo positivo, conduzirá o diodo que possuir a tensão mais positiva em seu anodo em relação ao neutro. No grupo negativo, conduzirá o diodo que possuir a tensão mais negativa em seu anodo em relação ao neutro. A Figura 6.5 mostra a forma de onda da tensão de saída do retificador, juntamente com a forma de onda da tensão num dos diodos.

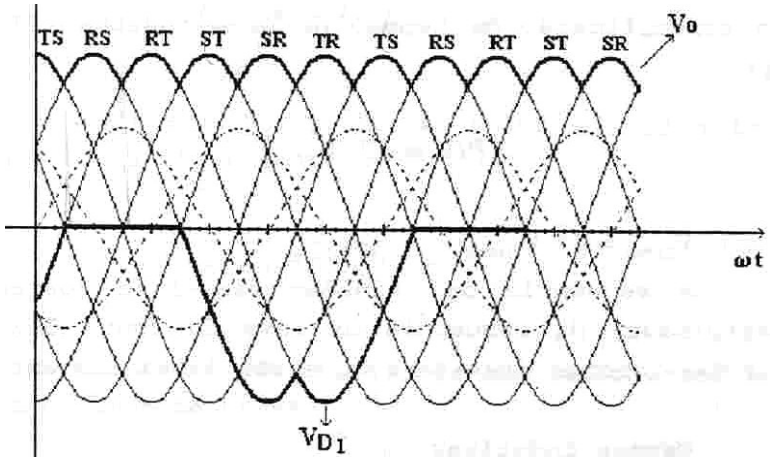


Figura 12.5 – Formas de onda do circuito da figura anterior

Como são 6 as tensões fase-fase, e estando elas defasadas entre si 60º, para cada ciclo da rede CA há 6 ondulações na tensão de saída retificada (retificador de 6 pulsos), ou seja:

$$f_{ripple} = 6 \cdot f_{rede}$$

Da mesma forma que no retificador 3Φ de ½ onda, cada diodo conduz durante 120º, assim:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}}$$

Através da forma de onda da tensão no diodo observa-se que a tensão de pico inversa é expressa por:

$$PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FFrms}$$

Aplicando-se a definição de valor médio obtém-se a tensão média de saída do retificador:

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms}$$

A corrente média de saída é :

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

12.2 RETIFICADORES CONTROLADOS

Uma das principais aplicações dos retificadores controlados é o acionamento de motores de corrente contínua, onde o ajuste da velocidade e torque é realizado através da variação da tensão média retificada de saída.

O modelo do circuito de armadura do motor CC com excitação independente ou série é do tipo RLE, onde a resistência e a indutância representam o enrolamento e a fonte de tensão contínua E representa f.c.e.m. Esta tensão é gerada internamente devido ao movimento de rotação que faz com que haja variação do fluxo magnético nos condutores dos enrolamentos. Esta tensão é proporcional à velocidade angular do eixo, sendo nula quando a armadura estiver estacionária.

A variação da tensão média retificada é realizada através do ajuste do ângulo de disparo dos tiristores do retificador, que por sua vez é realizado por um circuito de comando apropriado.

Uma outra aplicação que apresenta o mesmo circuito equivalente de carga é o carregamento de baterias. Neste caso a indutância é adicionada ao circuito com a finalidade de filtrar a corrente.

12.2.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO ½ ONDA CONTROLADO

O circuito do retificador trifásico de1/2 onda controlado com carga RLE está mostrado na figura seguinte.

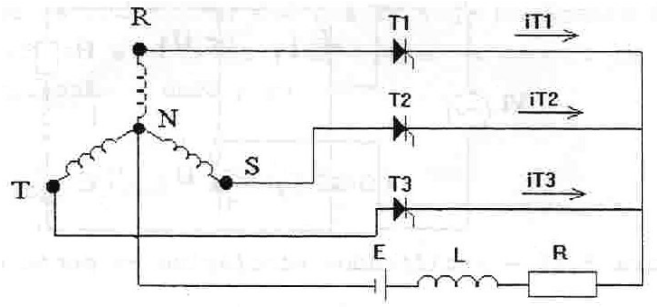


Figura 12.6 – Retificador trifásico de ½ onda controlado

As formas de onda de tensão e corrente para regime de condução descontínua e carga RLE estão mostrados na figura seguinte. O circuito de comando do retificador deve fornecer os pulsos no instante adequado, devendo estar sincronizado com as tensões trifásicas

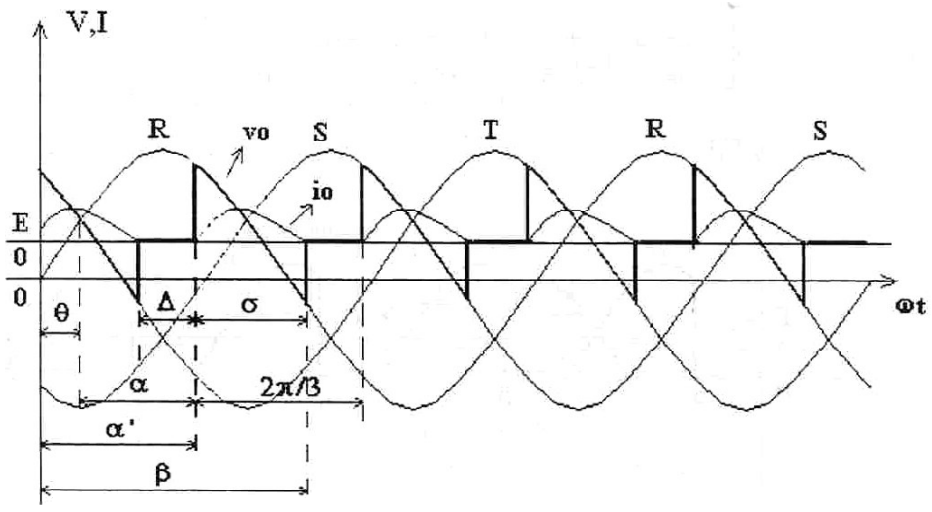


Figura 12.7 – Formas de onda do retificador da figura anterior – Condução Descontínua –

É importante notar que o ângulo de disparo dos retificadores trifásicos controlados por definição é contado a partir do cruzamento das tensões fase-neutro, isto é, a partir de 30º. A seguir estão as definições dos ângulos indicados na figura anterior.

θ = ângulo de cruzamento das fases = 30º

α = ângulo de disparo com referência em θ

α' = ângulo de disparo com referência em 0: $\alpha' = \alpha + 30º$

β = ângulo de extinção da corrente com referência em 0

Δ = ângulo com corrente nula

σ = ângulo de condução

Observa-se que a corrente na carga chega a zero antes do disparo do tiristor seguinte. Assim, há um período em que $i_0 = 0$ e a tensão de saída fica igual à tensão da f.c.e.m. E do motor.

O regime de condução é determinado da seguinte forma:

$\beta < \alpha' + 120º \Rightarrow$ Condução Descontínua
$\beta > \alpha' + 120º \Rightarrow$ Condução Contínua

O valor do ângulo de extinção da corrente β somente pode ser encontrado por métodos numéricos ou gráficos, uma vez que não existe uma solução analítica que possa expressá-lo.

$\alpha' = \alpha + 30º$ para o retificador trifásico de ½ onda
$\alpha' = \alpha + 60º$ para o retificador trifásico de onda completa

Isto ocorre porque nestes retificadores α é contado a partir do cruzamento das tensões de alimentação, e o ábaco foi construído com base na passagem da tensão por zero.

As expressões da tensão e corrente média na carga para condução contínua são:

$$V_{Omed} = \frac{3V_{max}}{2\pi}\left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V_{max}}\cdot(\alpha' - \beta)\right] + E$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed} - E}{R}$$

As formas de onda de tensão e corrente na carga para regime de condução contínua estão mostradas na figura seguinte.

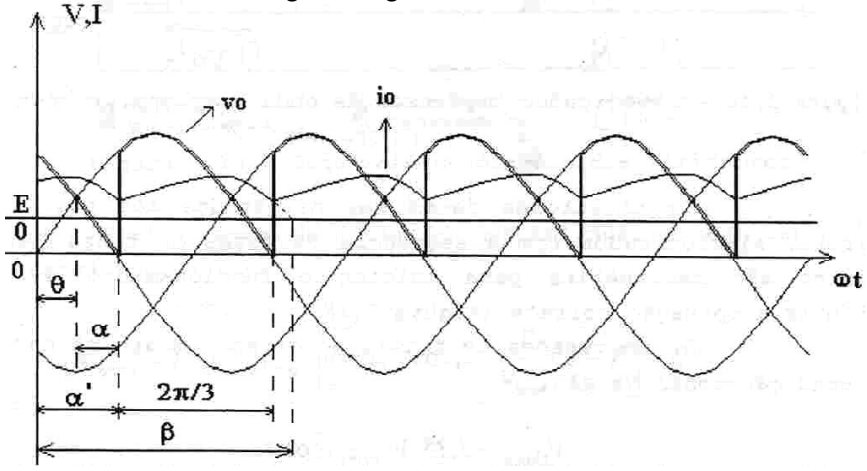


Figura 12.8 – Formas de onda do retificador da figura anterior – Condução Contínua –

As expressões da tensão e corrente média na carga para condução contínua são:

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms} \cdot \cos\alpha$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed} - E}{R}$$

12.2.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

O circuito do retificador trifásico de onda completa, totalmente controlado, com carga RLE está mostrado na figura 12.9. Esta configuração é também conhecida por ponte de Graetz.

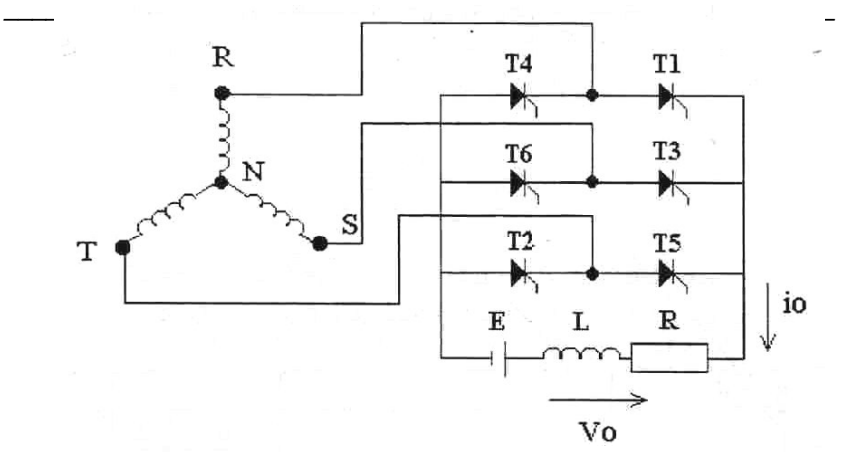


Figura 12.9 – Retificador trifásico de onda completa, em ponte totalmente controlada

Observe as formas de onda de tensão e corrente na carga para o regime de condução contínua. Neste retificador, o ângulo de disparo é contado a partir do cruzamento das tensões fase-fase, ou seja, a partir de 60º. Desta forma tem-se $\alpha' = \alpha + 60º$.

Os tiristores devem ser disparados aos pares, na seqüência correta, sincronizados com a seqüência de fases da fonte CA. Os pulsos de reforço são necessários para iniciar o funcionamento do retificador e garantir operação correta.

As expressões de tensão e corrente média na carga para o modo de condução contínua são:

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms} \cdot \cos\alpha$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed} - E}{R}$$

É interessante observar que para ângulos de disparo menores que 60º a condução é sempre contínua, mesmo com carga puramente resistiva.

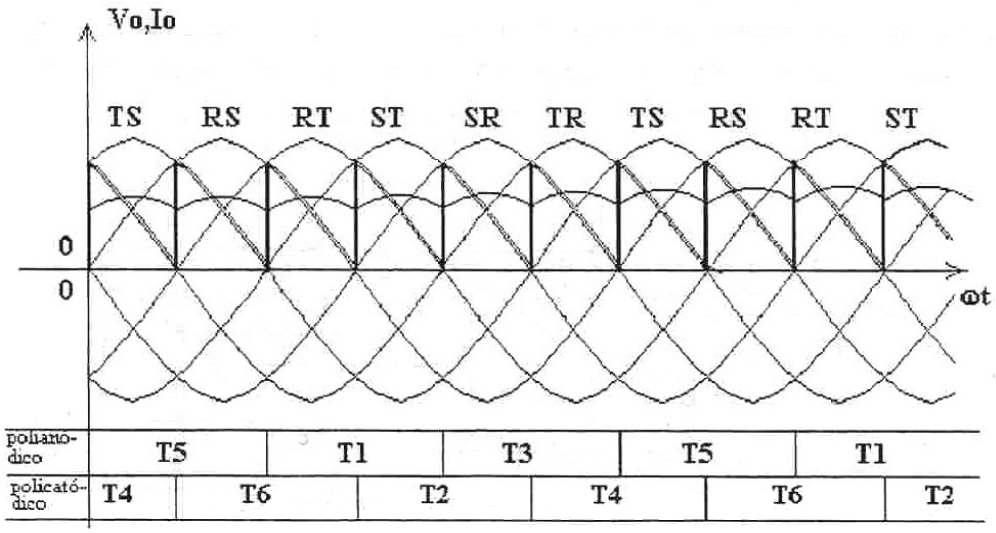


Figura 12.10 – Formas de onda do retificador da Figura 12.9 – Condução Contínua –

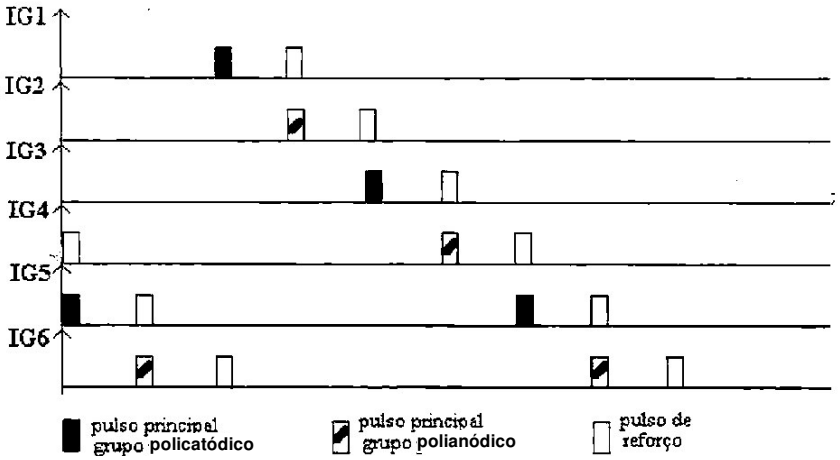


Figura 12.11 - Seqüência de disparo dos tiristores

Para o modo de condução descontínua, a expressão da tensão média na carga é:

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms} \cdot \left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V_{\max}}(\alpha' - \beta) \right] + E$$

12.2.3 RETIFICADOR TRIFÁSICO ONDA COMPLETA EM PONTE MISTA

O circuito do retificador trifásico de onda completa em ponte mista pode ser observado na figura seguinte. Da mesma forma que na ponte mista monofásica, a tensão na carga não pode ficar negativa devido ao efeito de roda livre, causado pela condução espontânea dos diodos.

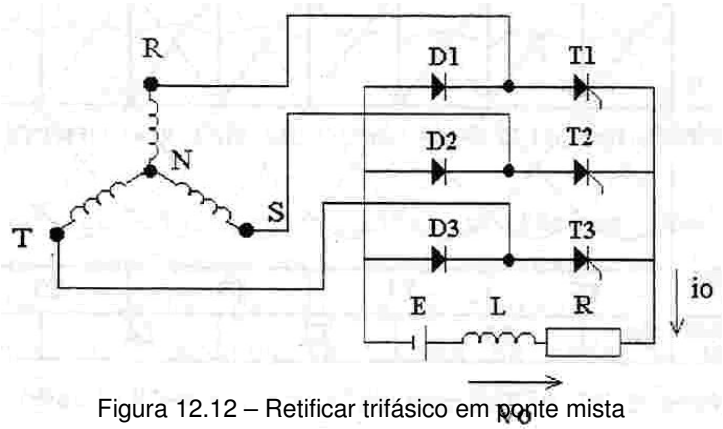


Figura 12.12 – Retificar trifásico em ponte mista

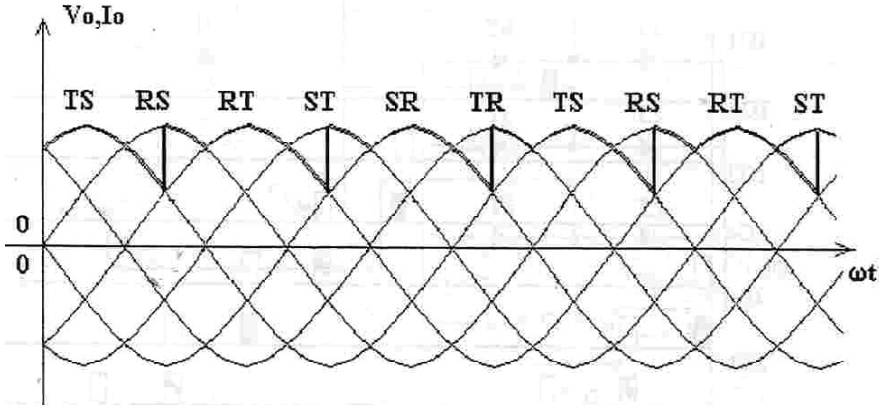


Figura 12.13 – Tensão de saída para ângulos de disparo menores que 60º

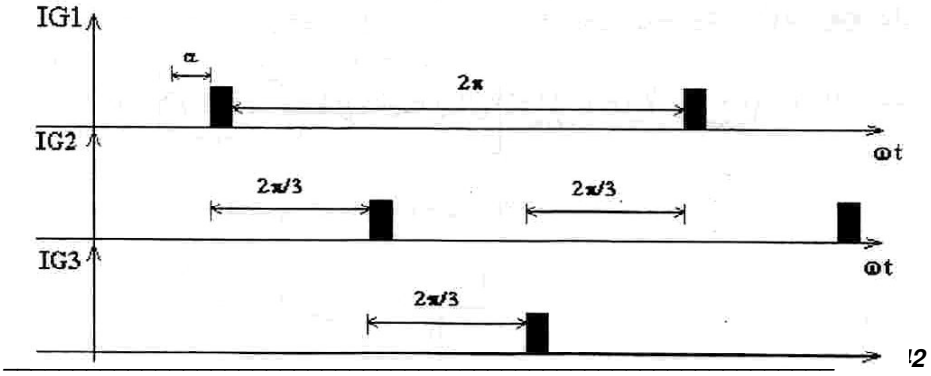


Figura 12.14 - Pulsos de disparo dos tiristores

A forma de onda da tensão de saída possui diferenças para ângulos de disparo maiores que 60º e menores que 60º. A figura 12.15 mostra as formas de onda para ângulos de disparo menores de 60º. Quando é atingido o cruzamento das tensões fase-fase em ώt = 60º , o diodo da fase correspondente entra espontaneamente em condução. Não há etapa de roda livre.

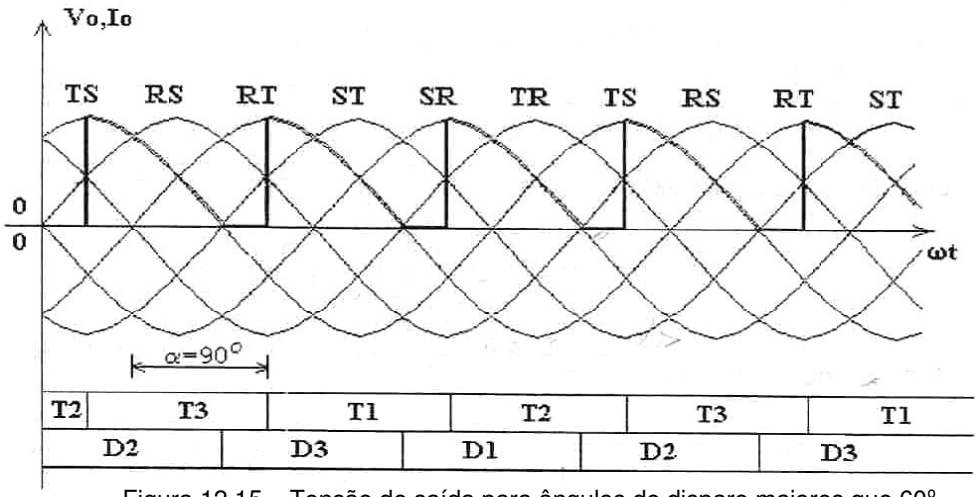


Figura 12.15 – Tensão de saída para ângulos de disparo maiores que 60º

Quando o ângulo de disparo é superior a 60º ocorre a etapa de roda livre, onde o diodo conduz juntamente com o tiristor do mesmo braço.

A tensão média retificada é dada pela expressão:

$$V_{Omed} = 0{,}675 \cdot V_{FFrms} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

A corrente média em cada semicondutor é igual a um terço da corrente média na carga.

13. INVERSORES

Os conversores CC - CA ou Inversores são utilizados para obter em sua saída uma tensão CA variável e/ou regulada a partir de uma fonte CC de entrada, como ilustrado na figura seguinte.

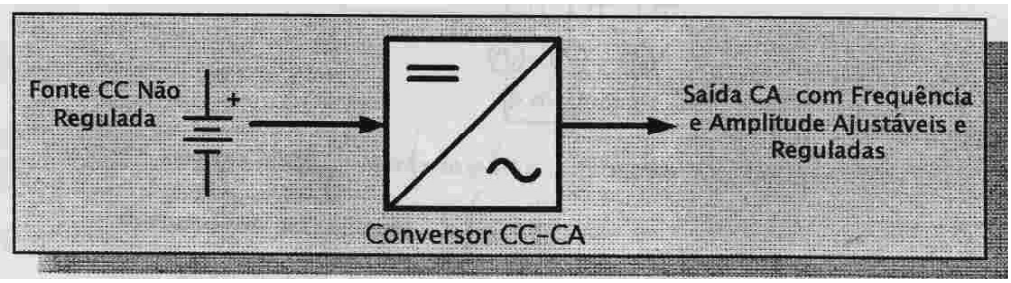


Figura 14.1 – Conversor CC - CA

Os inversores estáticos de potência possuem muitas aplicações nas áreas industrial e comercial, tais como:

- Acionamento de motores CA a velocidade variável;
- UPS – Fonte ininterrupta de energia (“No – Break”);
- Aquecimento indutivo – Fornos;
- Transmissão de energia em CC a alta tensão – HVDC;
- Filtros Ativos de Potência;
- etc.

13.1 INVERSORES NÃO-AUTÔNOMOS

Os inversores não-autônomos utilizam tiristores e operam ligados à rede elétrica CA, a qual é responsável pela comutação dos dispositivos, daí o seu nome. A freqüência de funcionamento é fixa e igual à freqüência da rede. O controle do fluxo de energia do lado CC para o lado CA pode ser efetuado através da variação do ângulo de disparo dos tiristores, que deve ser maior que 90º para o funcionamento no modo inversor.

Atualmente, a utilização de inversores não autônomos é restrita a aplicações de potências muito elevadas, como nos sistemas HVDC. A Figura seguinte ilustra um circuito típico. O indutor é necessário para fazer a interface entre as fontes CC e CA.

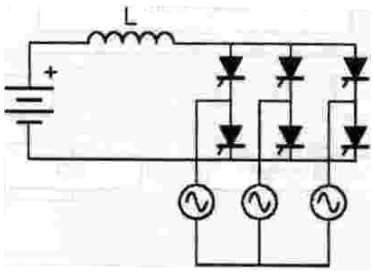


Figura 13.2 – Inversor não autônomo trifásico

13.2 INVERSORES AUTÔNOMOS

Nos inversores autônomos, a comutação das chaves é determinada pelo circuito de comando, ou seja, esses inversores utilizam chaves com disparo e bloqueio comandáveis. Desta forma, os inversores autônomos operam independentemente da rede elétrica, e podem gerar em sua saída tensões com freqüências ajustáveis. Devido ao grande desenvolvimento dos semicondutores de potência nos últimos anos, atualmente a maior parte dos inversores comerciais utilizam transistores IGBT, ficando os tiristores reservados às aplicações de altíssimas potências. Os transistores IGBT são muito mais fáceis de se comandar, pois sua característica de entrada é a mesma de um MOSFET, ou seja, são dispositivos comandados por tensão. Além disso, os transistores IGBT são muito mais rápidos, permitindo a operação em freqüências mais elevadas com menores perdas. Já os tiristores, por outro lado, possuem apenas o disparo comandado, o que exige caros e complexos circuitos auxiliares de comutação forçada.

Com relação à característica da saída, os inversores podem ser:

Inversores de tensão (VSI – "Voltage Source Inverters") : nos inversores VSI, a tensão de saída é a variável imposta, ficando a corrente dependente da necessidade da carga;

Inversores de corrente – CSI – "Current Source Inverters": já nos inversores CSI, a corrente de saída é imposta pelo inversor. Normalmente são utilizados em aplicações de potências mais elevadas.

A figura seguinte mostra uma classificação geral dos inversores estáticos de potência.

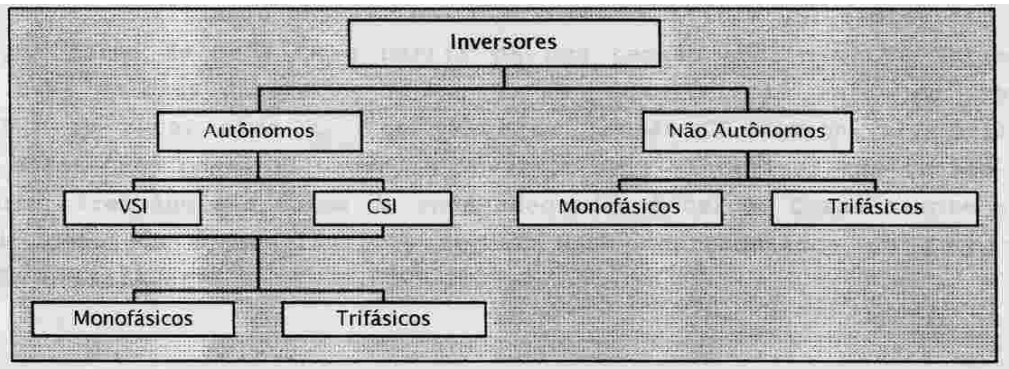
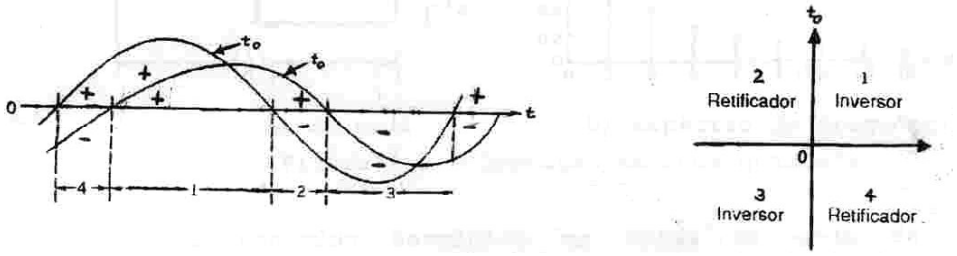


Figura 13.3 – Classificação dos Inversores

Quadrantes de Operação

De um modo geral, a corrente de saída de um inversor VSI não estará em fase com a tensão gerada, possivelmente pela carga possuir uma parcela indutiva ou características não lineares.



a) Tensão e corrente na carga **b) Quadrantes de operação**

Figura 14.4 – Tensão de corrente de saída do inversor

Nos intervalos 1 e 3 mostrados da figura **a**, tensão e corrente possuem a mesma polaridade, o que indica que o fluxo de energia é do inversor para a carga, ou seja do lado CC para o lado CA (modo inversor). Já nos intervalos 4 e 2, tensão e corrente possuem polaridades opostas, o que indica o fluxo de energia da carga para a fonte, ou seja, do lado CA para o lado CC (modo retificador). A figura **b** resume os quadrantes de operação do inversor.

Desta forma, para que a carga seja alimentada adequadamente, o inversor deve ser capaz de operar nos quatro quadrantes do plano v x i.

13.3 MODULAÇÃO PWM

Operação Sob Modulação Por Largura de Pulsos – PWM

Esta técnica é a que produz a tensão de saída mais próxima de um senóide. A amplitude da componente fundamental da tensão é variada através da largura dos pulsos, as quais por sua vez dependem do valor da tensão de controle – $V_{control}$,

que é o sinal modulante da portadora V_{tri}. Há basicamente duas formas de PWM: dois e três níveis.

PWM de 2 Níveis

A figura seguinte mostra os sinais referentes à modulação PWM de dois níveis.

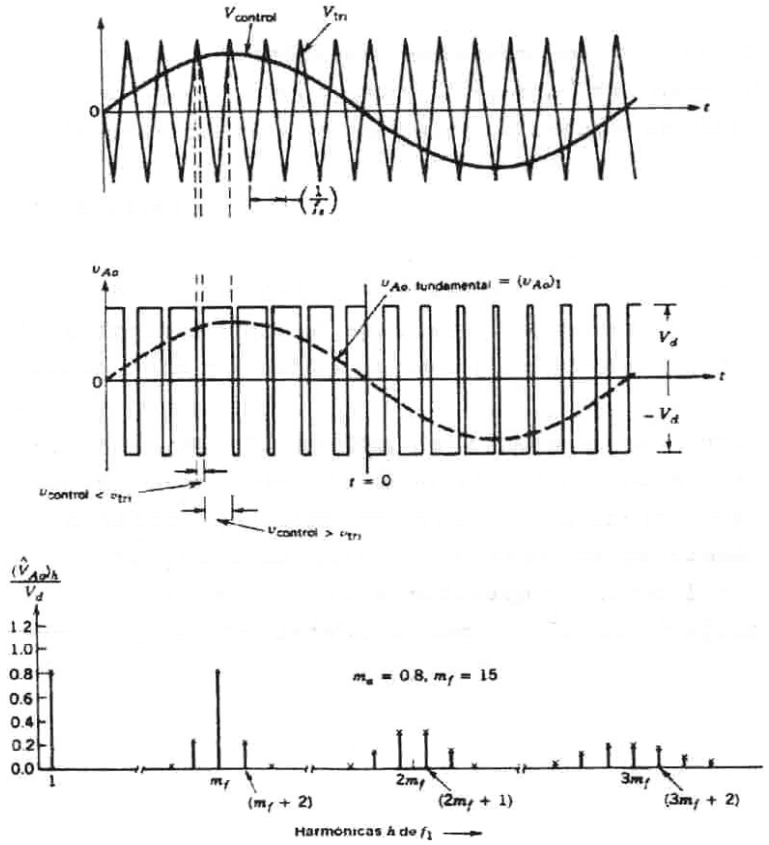


Figura 13.5 – Modulação PWM de dois níveis

Através do espectro de freqüência mostrado, é possível observar que a tensão de saída possui componentes harmônicas de alta freqüência e pequena amplitude, as quais são muito mais facilmente filtráveis.

A freqüência de chaveamento é igual à freqüência da portadora, que pode variar desde 3kHz nos inversores de grande potência até 20kHz nos de menor potência, aproximadamente. Entretanto, devido à maior freqüência de chaveamento, as perdas por comutação são também maiores.
O índice de modulação em amplitude – m_a é definido como a relação entre a amplitude da tensão modulante $V_{control}$ e a amplitude da portadora V_{tri}:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}}$$

A amplitude da componente fundamental da tensão é dada por:

$$\mathbf{v_{ol} = m_a \, . \, V_d}$$

Desde que $m_a < 1$.

O índice de modulação em freqüência é definido como a relação entre a freqüência da portadora e a freqüência de $V_{control}$.

$$\mathbf{m}_f = \frac{f_s}{f_1}$$

As componentes harmônicas aparecem em grupos centrados em m_f, $2.m_f$, $3.m_f$ ... etc. Se m_f é um inteiro ímpar, as harmônicas pares são eliminadas da forma de onda da tensão de saída, ficando apenas as ímpares.

PWM de 3 Níveis

A figura seguinte mostra os sinais referentes à modulação PWM de três níveis.

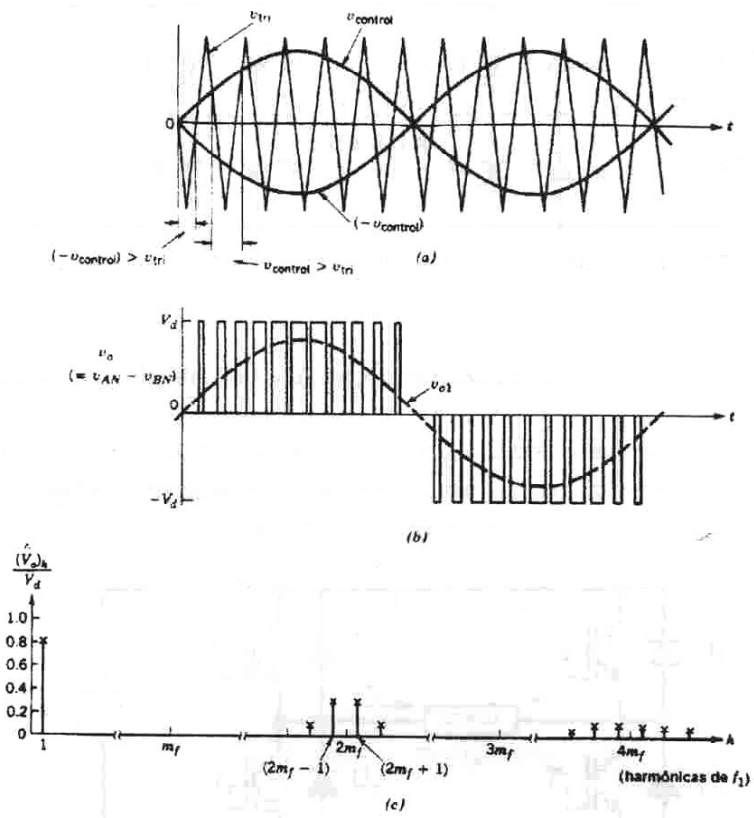


Figura 13.6 – Modulação PWM em três níveis

São utilizadas duas tensões de controle: $V_{control}$ e $-V_{control}$, cada uma gerando um sinal de comparação que é aplicado às chaves do inversor. A forma de onda da tensão resultante na saída do inversor possui três níveis: $+V_d$,$-V_d$ e zero, daí o nome da técnica.

Em relação à modulação PWM de 2 níveis, o conteúdo harmônico da tensão de saída é menor, como pode ser observado na figura anterior. É interessante observar que os harmônicos aparecem em grupos centrados em $2.m_f$, $4.m_f$, $6.m_f$, etc., ou seja, o primeiro grupo de harmônicos aparece centrado numa freqüência que é o dobro da freqüência em relação à modulação PWM de 2 níveis.

A mesma expressão define a amplitude da componente fundamental da tensão de saída:

$$\mathbf{v_{ol} = m_a \, . \, V_d}$$

13.4 INVERSORES MONOFÁSICOS

De um modo geral, os inversores monofásicos podem ser controlados para gerarem tensões PWM de 2 e 3 níveis, Phase-Shift ou onda quadrada. O método utilizado deverá levar em conta as necessidades da carga e o compromisso entre freqüência de chaveamento e perdas por comutação nos dispositivos.

Os inversores podem ser implementados com tiristores (SCRs E GTOs) ou com transistores. Devido à necessidade de circuitos de comutação forçada, os inversores a SCR são mais complexos, e por isso hoje possuem aplicações muito específicas. Neste texto somente serão estudados inversores implementados com transistores.

Na figura seguinte, os SCRs T_1 a T_4 e os diodos D_1 a D_4 são as chaves principais do circuito, enquanto os tiristores T_{1A} a T_{4A} são chaves auxiliares que juntamente com as malhas RL formam os circuitos de comutação forçada.

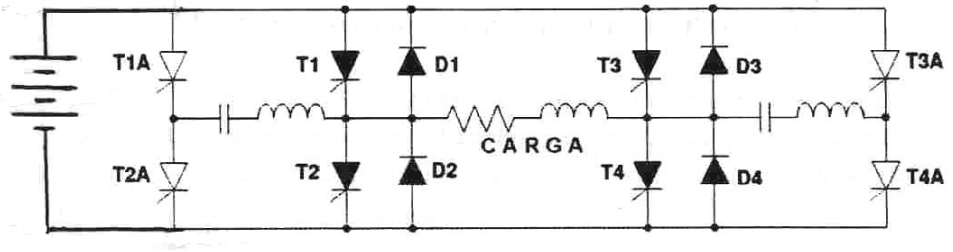


Figura 13.7 – Inversor monofásico em ponte a SCRs

Inversor Monofásico em Ponte Completa

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor monofásico em ponte completa implementado com transistores IGBT.

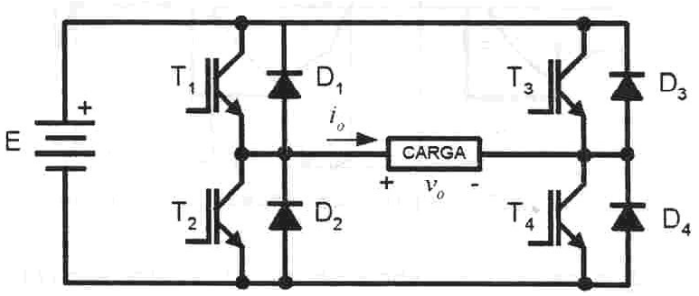


Figura 13.8 – Inversor monofásico em ponte completa a IGBTs

De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Configuração	v_o	io	Chaves em Condução	Fluxo de Energia

1	+E	+	T1, T4	Fonte → Carga
2	+E	-	D1, D4	Carga → Fonte
3	-E	-	T2, T3	Fonte → Carga
4	-E	+	D2, D3	Carga → Fonte
5	0	+	(T1, D3) OU (T4, D2)	Recirculando
6	0	-	(T3, D1) OU (T2, D4)	Recirculando

Tabela 13.1

Resumindo, sempre que a tensão tiver a mesma polaridade da corrente, estarão conduzindo dois transistores opostos. Sempre que a tensão na carga tiver polaridade contrária à corrente, estarão conduzindo dois diodos opostos. Sempre que a tensão na carga for zero, estarão conduzindo um transistor e um diodo.

Operação em Deslocamento de Fase – Phase Shift

A figura seguinte mostra a forma de onda de tensão de saída do inversor operando no modo de deslocamento de fase, juntamente com a forma de onda da corrente numa carga tipo resistor – indutor. Os números indicados na figura correspondem aos da Tabela 13.1.

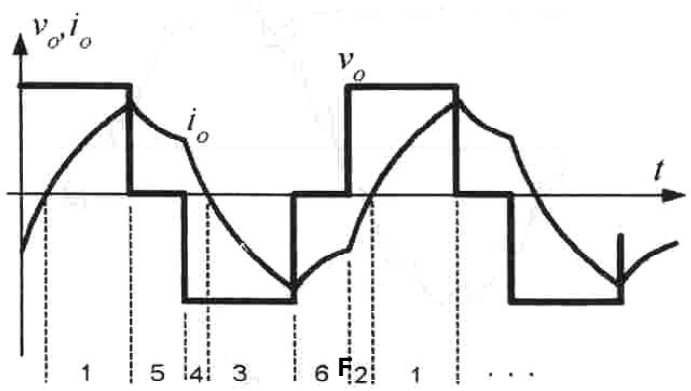


Figura 13.9 – Tensão e corrente na carga
– Operação em Phase-Shift –

Devido ao defasamento causado pela presença da parcela indutiva na carga, surgem etapas (2 e 4) onde tensão e corrente possuem polaridades opostas, o que indica fluxo de energia no sentido CA para o CC. Estas etapas não ocorreriam caso a carga fosse puramente resistiva.

Observa-se que a forma de onda da corrente é não senoidal, fato que deriva do grande conteúdo harmônico presente na forma de onda da tensão de saída do inversor. A freqüência de chaveamento é a mesma da tensão gerada, normalmente 60Hz.

Operação em Modulação PWM

A operação sob modulação PWM permite uma forma de onda de corrente menos distorcida, ou seja mais senoidal, o que é muito importante quando a carga é um motor CA. À medida que a freqüência de chaveamento é elevada, a filtragem da tensão exige filtros de menor tamanho. No caso da carga ser um motor CA, a corrente tende a ficar mais senoidal, devido ao efeito de filtragem efetuado pela indutância do enrolamento do estator.

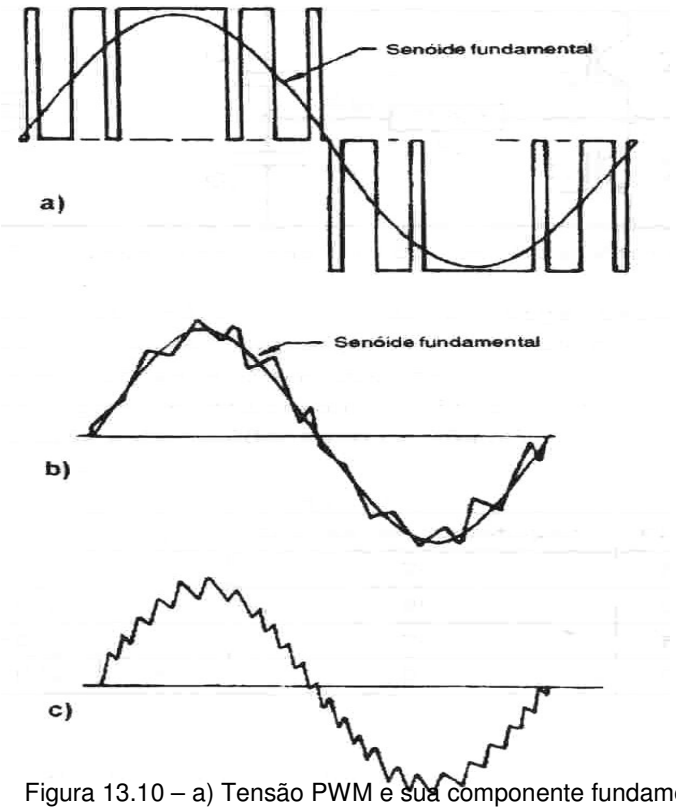


Figura 13.10 – a) Tensão PWM e sua componente fundamental
b) Corrente numa carga indutiva
c) Corrente na carga indutiva para uma maior freqüência de chaveamento

A figura **a** mostra a forma de onda da tensão PWM (3 níveis), juntamente com sua componente fundamental. A figura **b** mostra a forma de onda de corrente para uma freqüência de chaveamento maior.

As configurações assumidas são as indicadas na tabela 13.1. Sendo a freqüência de chaveamento maior, essas configurações se alternarão também com maior freqüência.

Inversor Monofásico em Meia Ponte – Half Bridge

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor monofásico em meia ponte implementado com transistores IGBT.

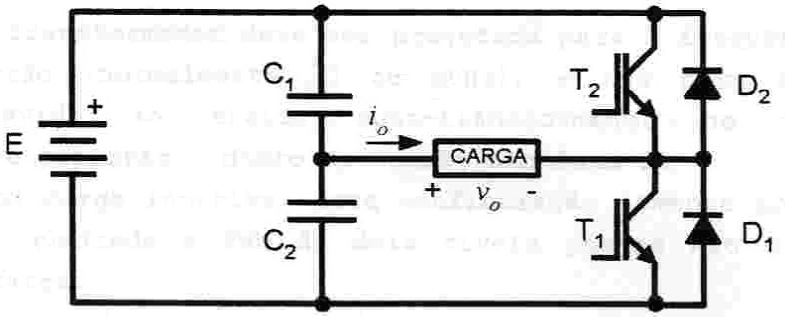


Figura 13.11 - Inversor monofásico em Meia Ponte a IGBTs

Esta configuração somente pode operar sob o esquema de onda quadrada e PWM de dois níveis porque não é possível impor tensão nula na carga e manter a continuidade da corrente ao mesmo tempo. Com carga resistiva não há essa restrição.

A tensão instantânea aplicada à carga assume os valores +E/2 e -E/2 devido ao divisor de tensão capacitivo formado por C1 e C2. A vantagem é a economia de dois transistores e dois diodos.
De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Configuração	v_o	i_o	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	+E/2	+	T1	Fonte → Carga
2	+E/2	-	D1	Carga → Fonte
3	-E/2	-	T2	Fonte → Carga
4	-E/2	+	D2	Carga → Fonte

Tabela 13.2

Inversor Monofásico Push - Pull

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor monofásico Push – Pull.

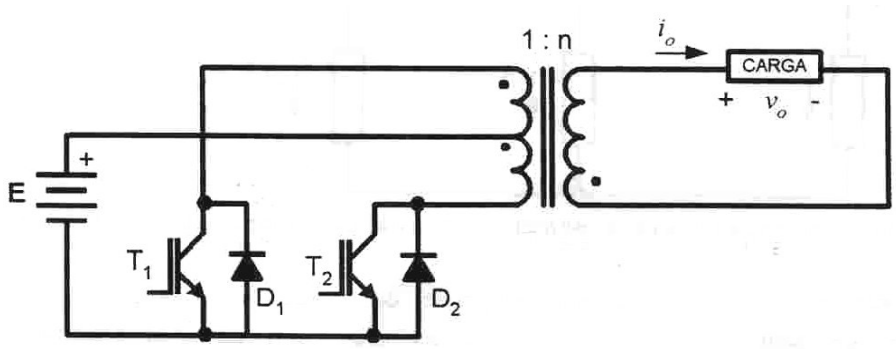


Figura 13.12 - Inversor Monofásico tipo Push - Pull

A utilização do transformador permite o ajuste da tensão de saída, o que é útil p. ex em UPSs ("No-Breaks") que utilizam tensões de bateria (12V, 24V, p.ex.). A amplitude da tensão secundária é igual a n.E, onde n é a relação de espiras.

O transformador projetado para a freqüência fundamental da onda de tensão (normalmente 50 ou 60Hz), e não para a freqüência de chaveamento. Devido ao efeito auto-transformador no primário, cada semicondutor deve suportar o dobro da tensão contínua E.

De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Configuração	v_o	i_o	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	+n.E	+	T1	Fonte → Carga
2	+n.E	-	D1	Carga → Fonte
3	-n.E	-	T2	Fonte → Carga
4	-n.E	+	D2	Carga → Fonte

Tabela 14.3

13.5 INVERSORES TRIFÁSICOS

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor trifásico em ponte completa, o mais utilizado.

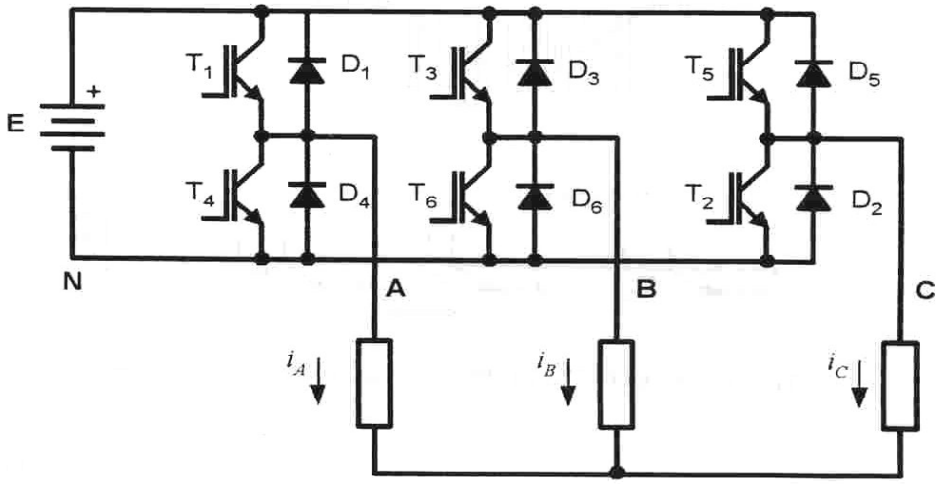


Figura 13.13 - Inversor trifásico em ponte a transistores IGBT

O esquema de operação normalmente utilizado é o PWM, pois a operação em onda quadrada não permite o ajuste da amplitude da componente fundamental da tensão de saída.

Operação em PWM

A Figura seguinte mostra a forma de geração do PWM trifásico, bem como a tensão de saída de uma das fases do inversor e seu respectivo espectro de freqüências.

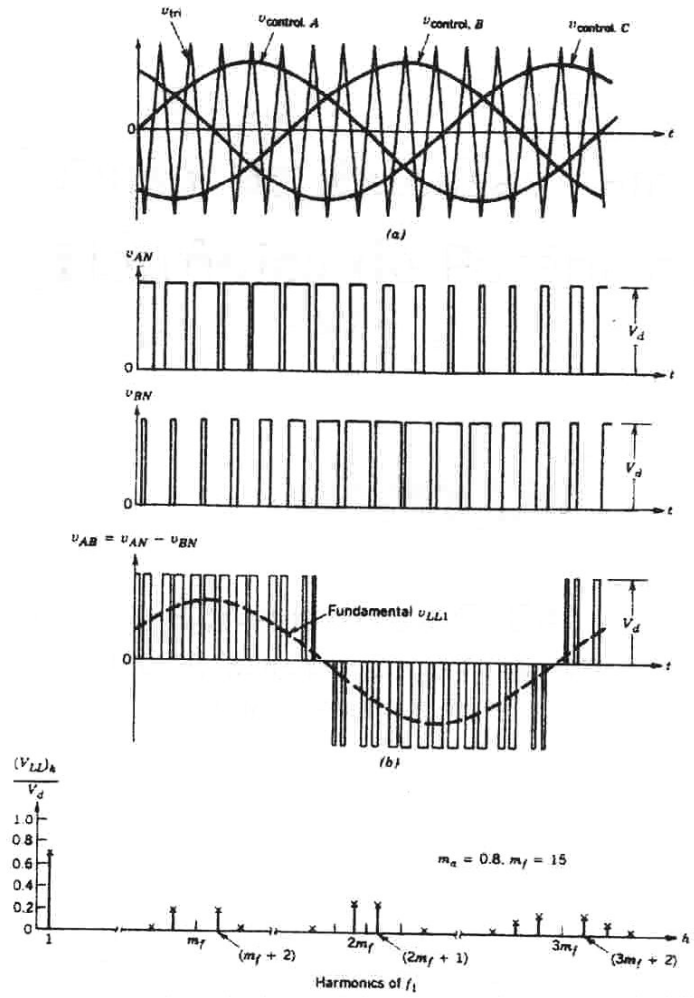


Figura 13.13 – Modulação PWM trifásica senoidal

14. EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Veremos, a partir de agora, as principais filosofias do controle de velocidade:

- Acionamento CC;
- Conversores escalares e
- Conversores vetoriais.

14.1 A EVOLUÇÃO DO CONTROLE DE VELOCIDADE

Altamente empregados na indústria, os acionamentos CC se consagraram como ícones de seu tempo.

Inicialmente utilizados em controle de velocidade, os acionamentos CC se mostraram bem efetivos. Verdadeiros painéis compostos por numerosas placas compunham os imensos acionamentos CC. Placas de sincronismo, controle, retificação e disparo, transistores, diodos, acopladores ópticos, amplificadores operacionais e tiristores, vocabulário comum da era de ouro dos acionamentos CC, faziam parte do dia-a-dia dos engenheiros e técnicos de Engenharia, Manutenção e Produção.

Acionamento CC

No motor CC, o campo magnético é gerado a partir da corrente da bobina de campo no estator. Este campo magnético deve estar sempre orientado angularmente com o campo magnético gerado pela bobina de armadura do rotor. Nesta condição, conhecendo as orientações de campo, é gerado o torque máximo.

É o comutador mecânico das escovas (montado dentro do motor) que mantém a orientação do campo magnético, portanto, mantém o posicionamento correto do rotor em relação ao estator.

Com a orientação de campo alcançada, o torque do motor CC é controlado através da variação da corrente de armadura e mantendo-se a magnetização constante.

Seu declínio começou a partir da evolução dos conversores de freqüência CA.

Características	Motor assíncrono	Motor DC	Motor síncrono

	CA		CA
Potência [kW]	7,5	8,3	7,5
Rotação [rpm]	2900	3200	3000
Tipo/Tamanho	DFV132M2	GFVN 160N	DFY 112ML
Proteção	IP 54	IP 44	IP 65
Ventilação	Ventilador	Ventilador	Superfície
Comprimento[mm]	400	625	390
Peso Total[Kg]	66	105	38,6
Peso do rotor[kg]	17	29	8,2
Jmot[10^{-4}kgm^2]	280	496	87,4
Torque Nominal[Nm]	24,7	24,7	24
Torque máximo	2,6.MN/1,8.MN	1,6.MN	3.MN
Acel. Ang.Max.[1/s^2]	1588	797	8238
Máx.Perf.Din.[%]	20	10	100
Tempo de Acel.[ms]	191	420	38

Tabela 14.1

14.2 O CONTROLE ESCALAR

Baseada na performance dos acionamentos CC, a tecnologia de conversores de corrente alternada evoluiu proporcionando as mesmas características de controle de velocidade e de torque, mas usufruindo das vantagens oferecidas pelos motores assíncronos trifásicos.

O primeiro passo desta evolução foram os Conversores de Freqüência com controle ESCALAR (ou v/f) e chaveamento PWM.

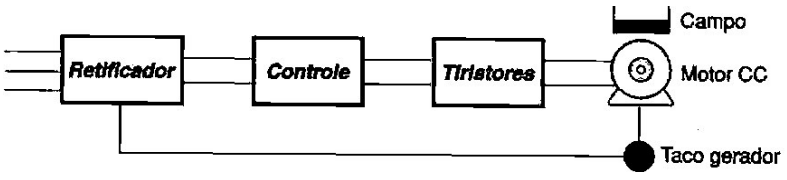


Figura 14.1

A tecnologia do controle escalar se baseia na utilização das variáveis de controle: Tensão[V] e Freqüência [f].

Alimenta-se o conversor de Freqüência com tensão trifásica senoidal e freqüência de rede (60Hz); esta tensão de entrada é retificada no primeiro bloco do

conversor (o bloco Retificador) transformando a tensão alternada senoidal em tensão contínua com intensidade igual a1,35 x Ventrada, alimentando assim diretamente o Circuito Intermediário que é constituído pelo barramento de corrente contínua, pelo banco de capacitores e pelo Circuito Chopper de Frenagem, além do Circuito Intermediário.

O retificador também fornece tensão de alimentação para o Circuito de Controle do Conversor de Freqüência.

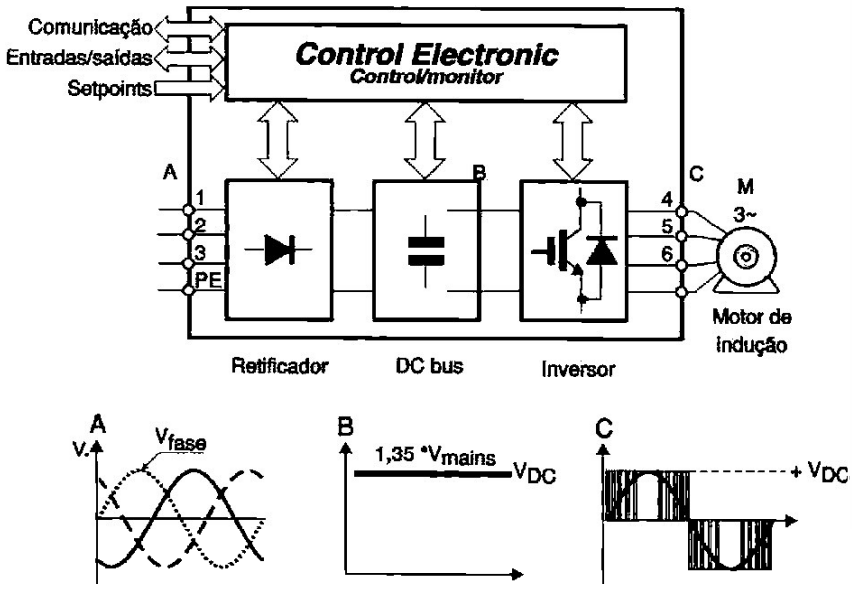


Figura 14.2 – Circuito de blocos do conversor de freqüência escalar com chaveamento PWM

O Circuito Intermediário alimenta o terceiro bloco do Conversor de Freqüência, o bloco Inversor. Composto por circuitos IGBT, é o bloco Inversor o responsável direto pelo fornecimento da forma de onda PWM de saída do Conversor de Freqüência.

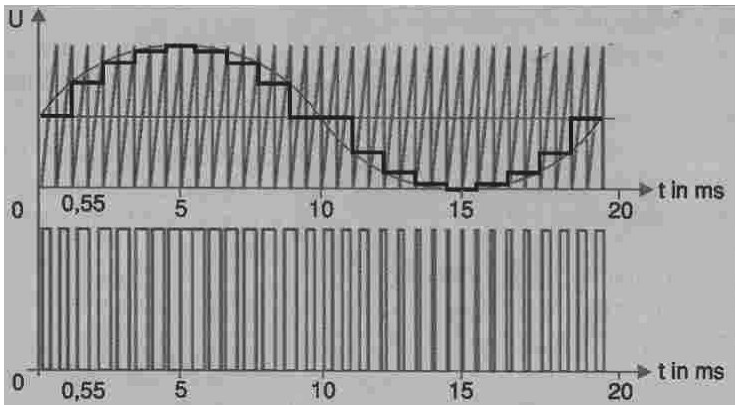


Figura 14.3 – Descrição do processo PWM senoidal

No modo de controle Escalar (também conhecido por V/F)são utilizadas como variáveis, a Tensão e a Freqüência; estas são aplicadas diretamente à bobina do estator do motor assíncrono trifásico fornecendo ao motor uma relação V/f correspondente.

Podemos observar no gráfico da figura seguinte que, até a freqüência fN (freqüência nominal de rede = 60Hz) também chamada de freqüência de inflexão e tensão nominal (VN), o torque (TN) é constante, e acima do valor de rede corre a redução do torque do motor.

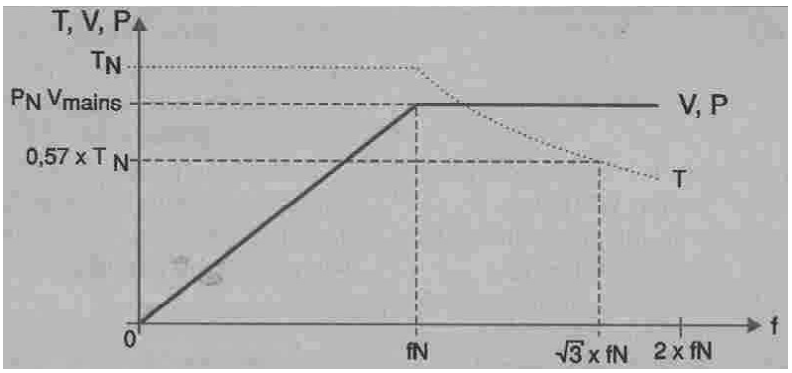


Figura 14.4 – Curva V/f, onde: T_N = Torque Nominal
f = Freqüência Nominal

A queda do torque do motor assíncrono trifásico acontece devido às características físicas do motor e não do conversor, mas como através do modo de controle Escalar não é possível se efetuar o controle de torque, não há a possibilidade de se corrigir este efeito no motor.

Algo similar ao torque ocorre à potência do motor (PN): com o aumento da relação tensão e freqüência, a potência aumenta proporcionalmente até a freqüência fN (Freqüência Nominal = 60Hz) chegando nesse instante à potência nominal do motor.

A partir daí mesmo que se aumente a freqüência (desde que não se aumente a tensão de rede de alimentação do conversor) a potência do motor permanece a mesma.

Há a possibilidade de ajustes de otimização da curva através de parâmetros. A maioria dos conversores de Freqüência vem pré – ajustados de fábrica, normalmente são ajustes com valores médios para atender a uma gama de

motores, e há também a possibilidade de se otimizar alguns ajustes e estes podem ser alterados através do software de comunicação PC – Conversor ou através de um controle manual.

Estes ajustes visam ajustar, da melhor maneira possível, as características do motor e sua aplicação ao Conversor de Freqüência.

Exemplo

O cliente possui um transportador, cuja característica é de conjugado exigido constante em toda a faixa de rotação.

A faixa de rotação exigida no eixo do motor é de 100 a 2100 rpm e o conjugado exigido nessa faixa é de 13Nm.

1.Calcular a potência exigida

$$P = \frac{M(Nm) \times n(rpm)}{9550}$$

$$P = 13 \times 2100/9550$$

P = 2,9kW

2. Escolher o motor e conversor Motor: **DZ100L4**

3. Escolher a curva de funcionamento do conversor

4. Determinar a faixa de freqüência de trabalho do motor para 100rpm:
(100/1700) x 60 = 3,5Hz
para 2100rpm:
(2100/1700) x 60 = 74Hz logo a faixa de trabalho do motor será 3,5 – 74Hz

5. Determinar o conjugado fornecido pelo motor na faixa de3,5 – 74Hz

$$Cn = \frac{9550 \times Pn}{nm} \qquad Cn/Cmáx = 3$$

$$Cn = 3 \times 9550/1700 \qquad Cmáx = 51Nm$$

Cn = 17Nm

Portanto, na faixa de100 a 1700 rpm o motor pode fornecer Cn = 17Nm e Cmáx = 51Nm, satisfazendo a aplicação.

Para 60Hz:

Cn = 17Nm e Cmáx = 51Nm

Para 74Hz,

$$Cn = Cn(60Hz) \times 60/74$$

$$Cn = 17 \times 0,81$$

Cn = 14Nm

$$Cmáx = Cmáx(60Hz) \times (60/74)^2$$

$$Cmáx = 51 \times 0,65574$$

Cmáx = 34

Portanto, o conversor pode fornecer, na faixa de trabalho de3,5 a 60 Hz e de 60 a 74Hz, o conjugado exigido pela carga que é de 13Nm.

14.3 O MODO DE CONTROLE VETORIAL

No funcionamento dos Conversores de Freqüência Escalares (V/f) basicamente utiliza-se da tensão de saída (V) e da freqüência de saída (f) para controle e variação de velocidade.

Características	VFC – Controle de Fluxo por Tensão	CFC – Controle de Fluxo por Corrente
Torque máximo	Sem realimentação encoder: min. 150% em 0,5 Hz, com realimentação encoder: min. 150% com vel. zero	Com realimentação encoder: min. 160% com vel. Zero
Tempo aumento torque	aproximadamente 8 ms	aproximadamente 2 ms

Características	VFC – Controle de Fluxo por Tensão	CFC – Controle de Fluxo por Corrente
Precisão de rotação	muito bom	atende altas demandas
Controle de torque	não	Sim
Tipos de acionamentos	individual ou em grupo	acionamentos individuais
Conversores MOVIDRIVE® e MOVIDRIVE® Compact	MDF, MDV MCF, MCV	MDV, MDS MCV, MCS

Tabela 14.2

Apesar de eficiente, o modo de controle Escalar (V/f) possui algumas limitações:

- Não utiliza a orientação do campo magnético;
- Ignora as características técnicas do motor;
- Não possui controle de torque;
- Possui baixa dinâmica.

Visando melhorar a performance e as condições de funcionamento dos *Conversores de Freqüência Escalares*, foi desenvolvido um novo modo de controle, *VFC – Voltage Flux Control*, ou seja, um modo de controle que diferentemente do modo Escalar, efetua a leitura da corrente do estator e do modelo matemático do motor e assim define o escorregamento, que é corrigido através do controle da tensão do estator através de funções específicas já gravadas internamente no microprocessador MC do Conversor de Freqüência.

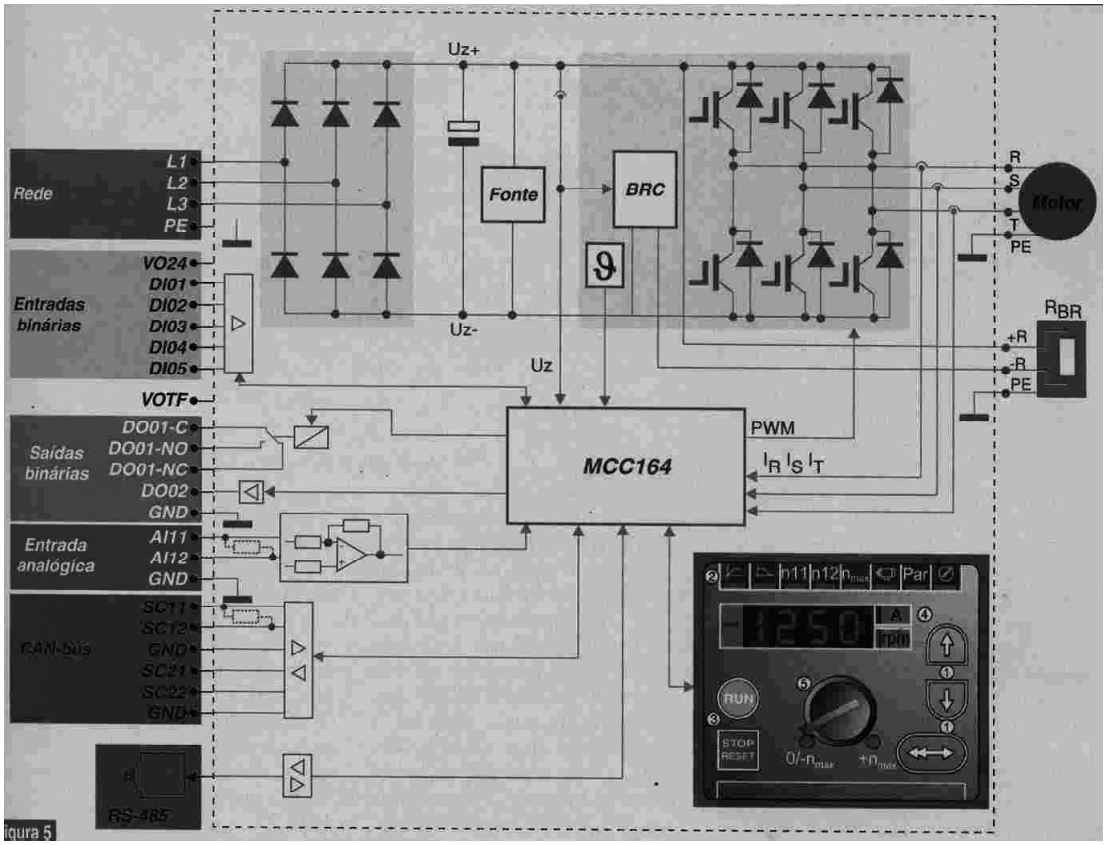


Figura 14.5

Automaticamente, são introduzidas as variáveis do sistema e do motor para otimizar desde o tempo de resposta do motor, até sua estabilidade em relação à velocidade.

Muito eficiente e também eficaz para atender às mais variadas aplicações, o modo de controle VFC mostrou-nos a possibilidade do incremento de suas características através (não da Tensão) e sim da Corrente.

A dinâmica proporcionada aos motores assíncronos trifásicos através do modo de controle VFC é similar à performance dos motores CC. Com o objetivo de aumentar ainda mais sua dinâmica e por conseqüência sua performance, a SEW–EURODRIVE desenvolveu um modo de controle revolucionário e surpreendente, o modo de controle **CFC – Current Flux Control,** que mediante a leitura da corrente, da posição angular do rotor (encoder) e do modelo matemático do motor, controla a corrente fornecida ao estator do motor em função de uma reserva de tensão (aprox.50V).
Com o modo de controle CFC, a dinâmica e performance do motor assíncrono trifásico ficam similares às de servomotores síncronos.

Num comparativo entre os dois modos de controle (VFC & CFC) ambos vetoriais em malha fechada (com realimentação através de enconder) pode-se notar claramente a evolução em dinâmica proporcionada pelo modo de controle CFC (Controle de Fluxo por Corrente).

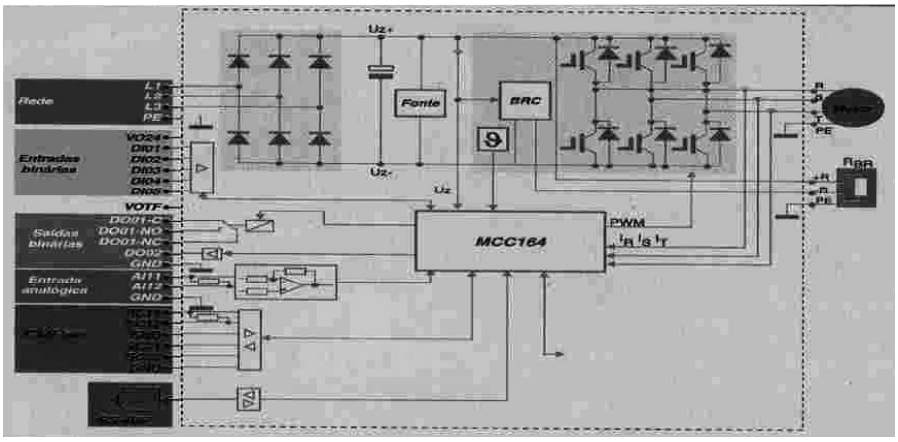


Figura 14.6 – Tempo de resposta de torque no motor – modo VFC x modo CFC

Outro aspecto importantíssimo da nova geração de Conversores de Freqüência é sua metodologia de colocação em Operação, bem simples e rápida.

Baseia-se na utilização de softwares de parametrização que, além de possibilitar a comunicação PC – Conversor de forma bem simples, faz sua otimização simples e rapidamente, proporcionando ao motor dinâmica, estabilidade e precisão.

Nestes softwares já estão incluídos os modelos matemáticos dos motores assíncronos trifásicos, não sendo necessário incluir nenhum dado, apenas selecionar seu modelo e sua tensão de alimentação.

A dinâmica proporcionada a estes motores é em função do seu modo de controle vetorial: este modo de controle é o responsável direto pelo modelamento do fluxo magnético do motor (Φ). Veja alguns motores e as curvas de Torque x Rotação nas figuras seguintes.

Figura 14.7 – Linha MOVIDRIVE® e motores SEW-EURODRIVE

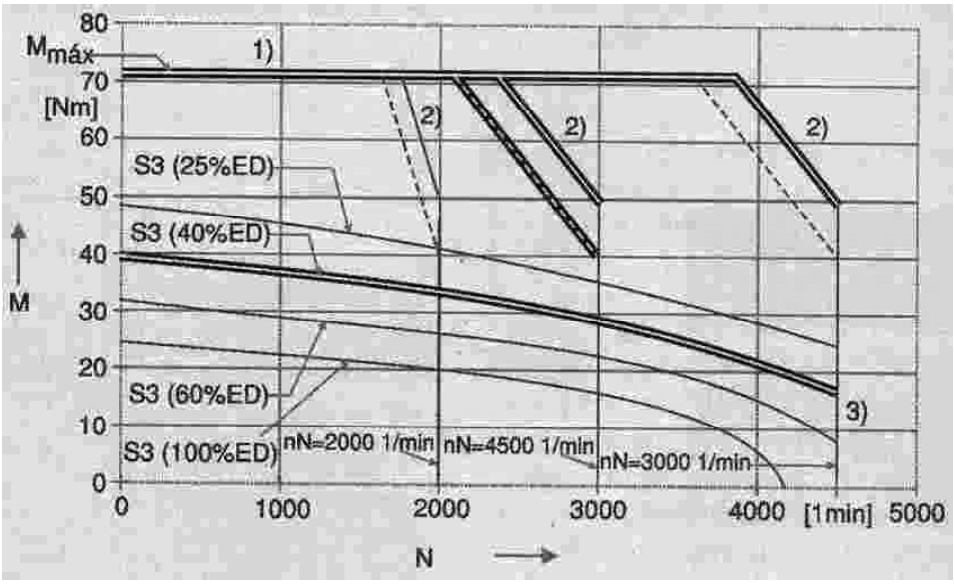


Figura 14.8 – Curva de torque (M) x rotação (n)

No ambiente de parametrização são selecionados os motores utilizados, o modo de operação desejado e são introduzidas as informações básicas como o tipo do motor, freqüência e corrente. A partir desse ponto, são fornecidos ao sistema os dados do modelamento matemático do motor e são calculados os parâmetros usuais e de controle, proporcionando uma otimização da performance do motor.

Além disso, o MOVITOOLS possui um controle de movimentos seqüenciais, que assume funções de um controlador lógico programável (CLP), podendo ser aplicado no controle de simples programação através do IPOSplus®.

A comprovação da eficiência desta parametrização pode ser visualizada através do programa de visualização gráfica Scope, que auxilia a rápida colocação em operação através da visualização das curvas de tensão, corrente e etc. A análise dos resultados de processo possibilita a visualização e acompanhamento do comportamento da carga.

Argumentos à parte, a evolução dos Conversores de Freqüência trouxe benefícios em todos os segmentos, dentro e fora da indústria.

Equipamentos aprimorados tecnologicamente que apresentam maior tecnologia empregada, são mais confiáveis, proporcionam maior dinâmica, possuem precisão da ordem de minutos de grau (atendendo as mais rígidas solicitações de tolerância) e são muito mais compactos, além de oferecer a disponibilidade de *Service24h* em todo território nacional. Ou seja, hoje oferecem um nível de segurança incomparável a qualquer outro sistema de controle de posicionamento e variação de velocidade.

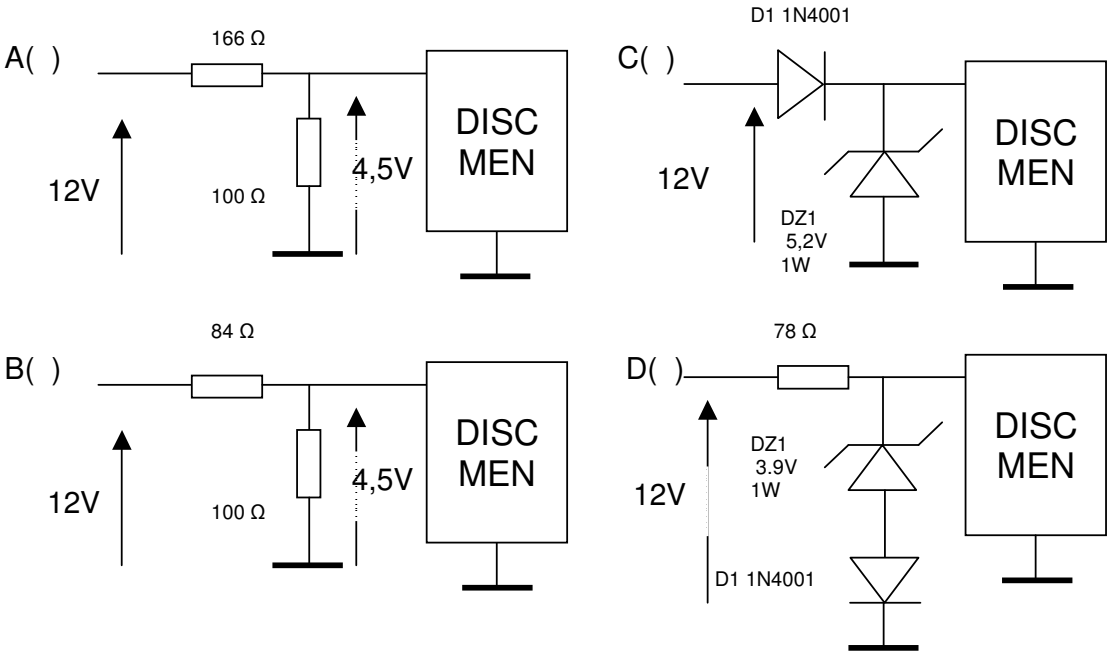
15. EXERCICIOS E PROBLEMAS

1 – Um transformador 127/15V, é utilizado com um diodo de silício (VD = 0,7) que é ligado ao lado secundário para fornecer energia CC a uma certa carga elétrica de 20W .
Nestas condições, determine os valores de : ID ,PIV, potência média dissipada na carga .

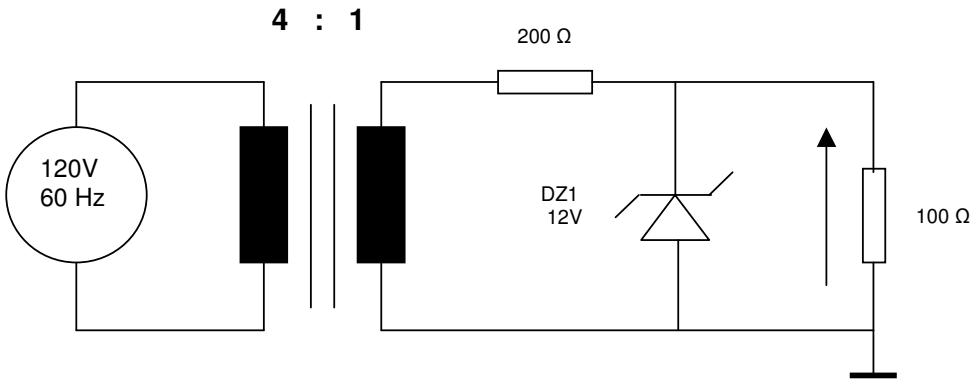
2 – Um retificador tipo meia onda recebe energia de fonte CA 127V 60Hz,e alimenta três lâmpadas incandescentes de 100W /127V 60Hz cada .
Se as lâmpadas são ligadas em série, determine os valores de ID,PIV e a tensão que cada lâmpada receberá?

3 – Se no problema da questão anterior as lâmpadas forem respectivamente de 60 W , 40 W , e 100 W , quais seriam os novos valores ?

4 – Desejando utilizar seu disc men no automóvel, um aluno produziu um redutor de tensão de 12V para 4,5 V em vários formatos e está em dúvida sobre qual escolher . Dentre as 4 opções abaixo qual a que você escolheria, se a potência do disc men é de 200mW?

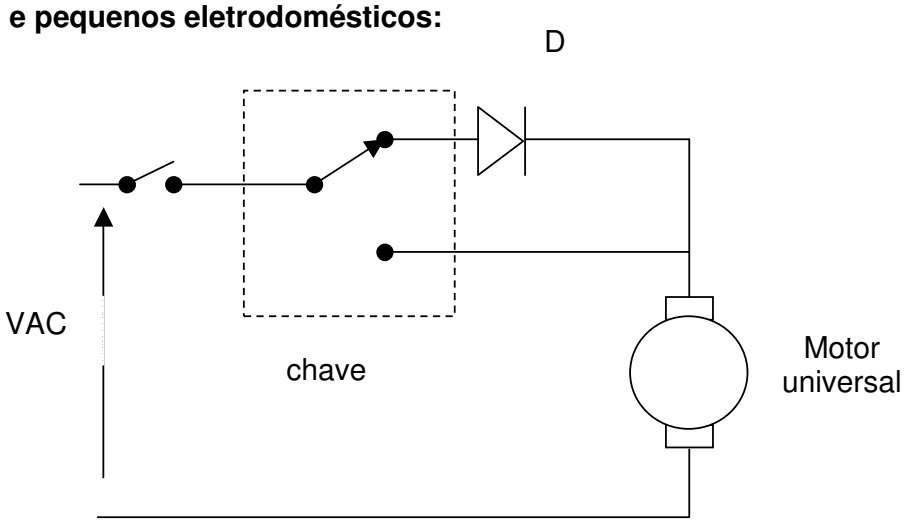


5 - No circuito a seguir , desenhe a forma de onda de tensão que a carga de 100Ω recebe:



A corrente na carga é contínua ou alternada?

6 - O circuito mostrado a seguir , é muito utilizado em ferramentas manuais e pequenos eletrodomésticos:

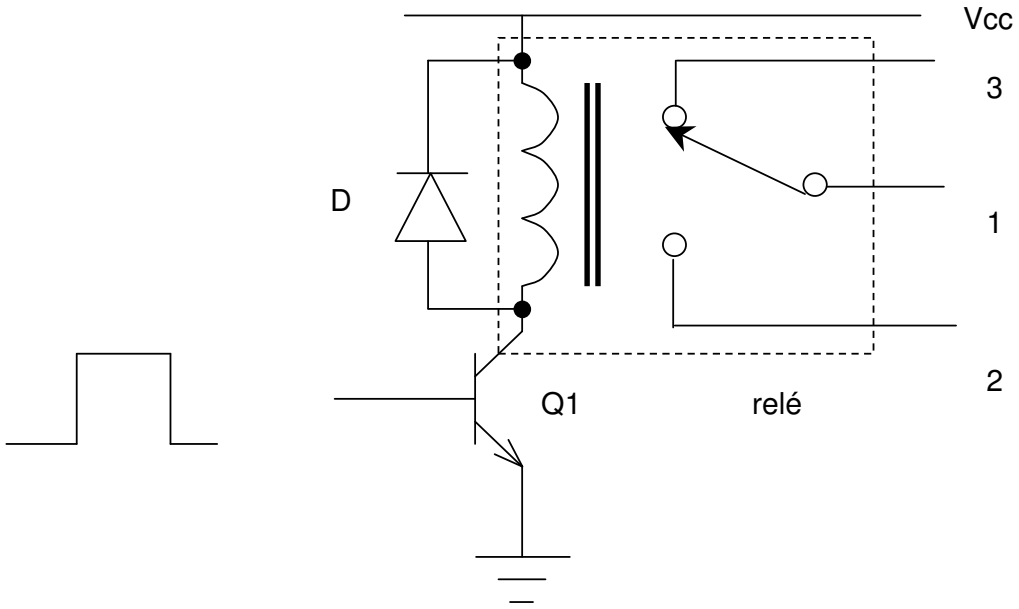


Analise o circuito e tente entender como este circuito controla a potência entregue ao motor, ou a outra carga qualquer?

Será que este circuito simples pode controlar a velocidade de um motor de corrente contínua?

Por que este circuito não funciona se o motor for do tipo de indução?

8 – No circuito mostrado a seguir, qual a função do diodo em paralelo com o enrolamento do relé?



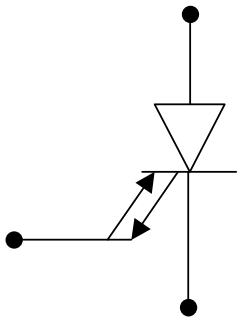
A) Retificar a onda gerada na bobina

B) Regular a tensão produzida pela lei de Lenz nos terminais da bobina

C) Proteger o dispositivo chaveador (transistor) contra queima e destruição devido ao aparecimento da tensão reversa entre o coletor e o emissor do transistor, provendo um caminho alternativo para o escoamento da corrente que atravessa a bobina do relé

D) Evitar que haja uma corrente em sentido contrário na bobina do relé

9 – O componente de chaveamento mostrado a seguir é um:



A) IGBT
B) GTO
C) TRIAC
D) FET DE POTÊNCIA

10 – A maior desvantagem do uso do IGBT é :

A) Apresenta um tempo de condução com cargas muito indutivas maior que as outras chaves controláveis

B) Necessita de uma tensão elevada aplicada ao gate

C) Precisa de uma fonte de corrente para alimentar o gate , onde Ig é da ordem de 0,1 a 0,3 vezes Ic

D) Não suporta tensões reversas entre o emissor e o gate , o que causa a queima do componente com maior facilidade

11 – Corrente de manutenção de dispositivos chaveadores é aquela que :

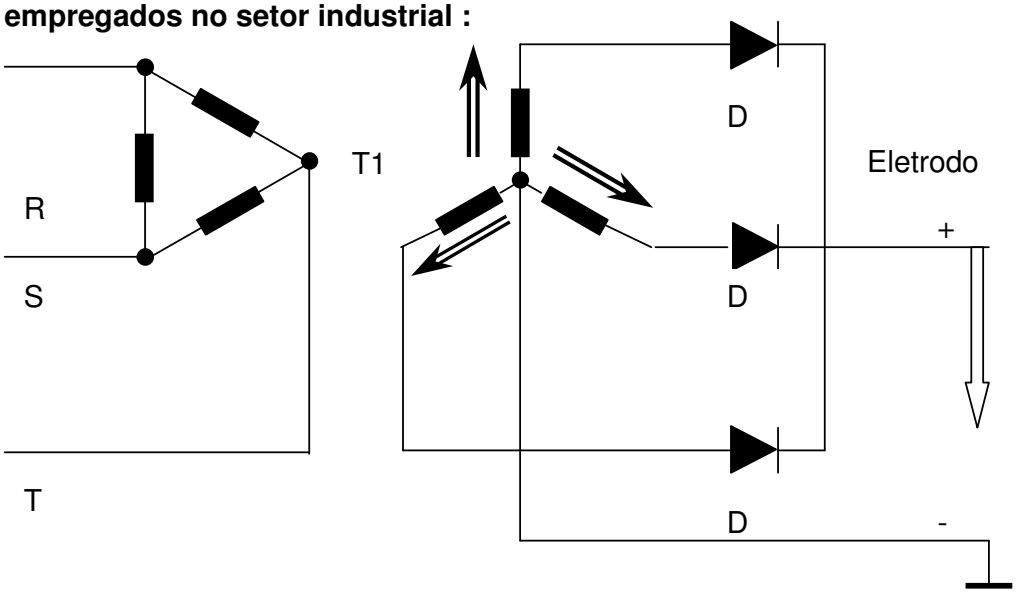
A) deve ser adotada para que o técnico do setor elétrico possa prestar o serviço de manutenção com segurança

B) Deve estar o dispositivo de chaveamento conduzindo continuamente, enquanto o técnico do setor elétrico presta a manutenção no equipamento

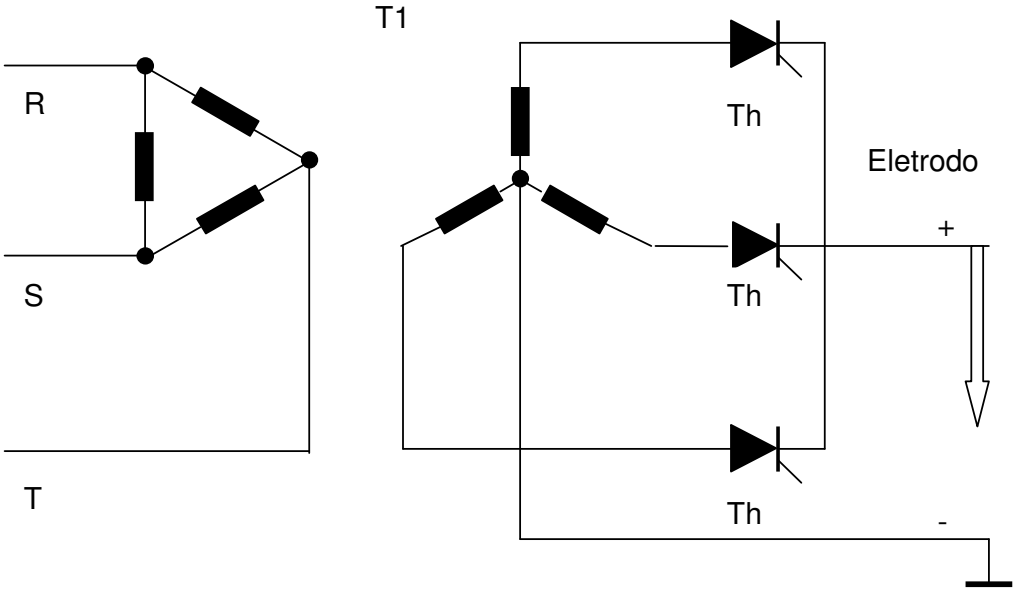
C) deve ser atingida, para garantir o desligamento do dispositivo

D) é a menor corrente que circulando através do dispositivo ainda o mantém em condução

12 – Os esboços abaixo representam dois tipos de máquinas de solda empregados no setor industrial :



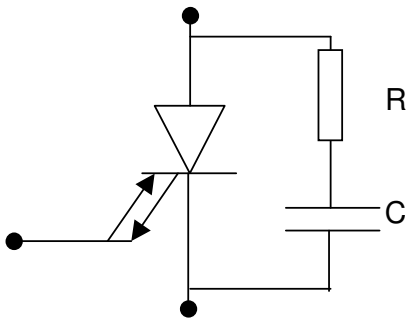
Esboço de máquina de solda empregando a regulagem de corrente através de ajuste de posição do núcleo.



Esboço de máquina de solda empregando a regulagem de corrente através de ajuste do ângulo de disparo dos dispositivos de chaveamento

Analise os dois esboços acima, pormenorizando as vantagens e/ou desvantagens de cada um.

13 – O circuito RC série, que normalmente é colocado em paralelo com o dispositivo eletrônico de chaveamento, tem a função de:



A) Criar um caminho alternativo de corrente , evitando sobrecarga da chave estática

B) Criar um caminho alternativo de corrente principalmente as que aparecem devido à variações transitórias de tensão entre anodo e gate , evitando que o dispositivo possa ser disparado acidentalmente

C) Bloquear níveis de corrente contínua e deixar que somente os níveis de corrente alternada cheguem à carga

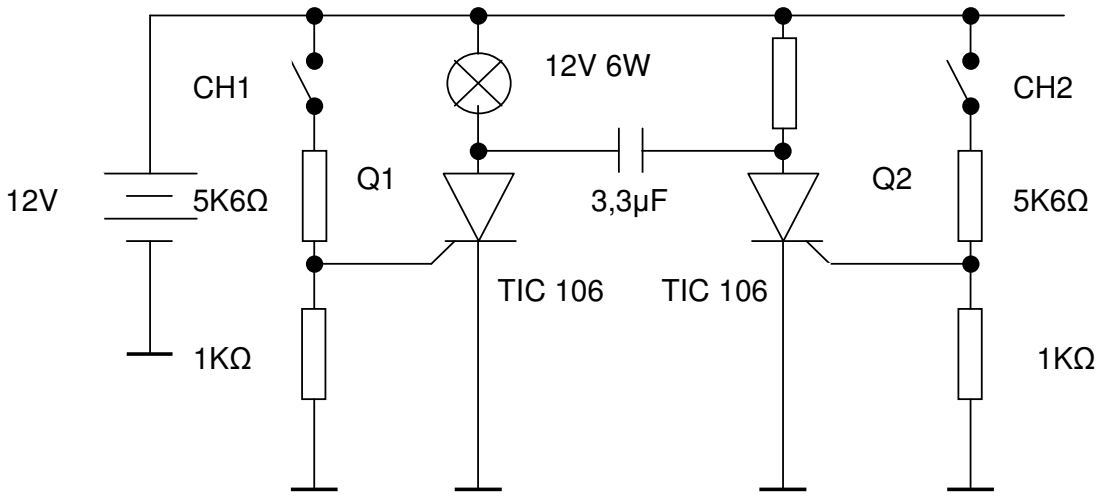
D) evitar que pontos ou zonas quentes sejam criadas na estrutura interna do dispositivo que poderiam leva-lo à queima

14 – Os circuitos de corrente alternada que empregam o SCR no controle de potência normalmente são mais simples que aqueles utilizados em corrente contínua.

Tal afirmativa é falsa ou verdadeira?

O que você entende por comutação natural? E comutação forçada?

15 – O circuito a seguir emprega o SCR em corrente contínua:

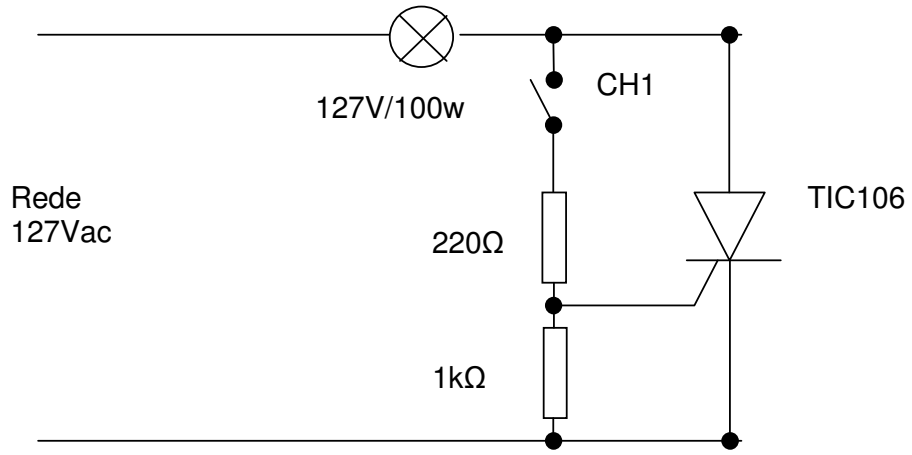


Trata-se de um circuito de comutação forçada e emprega como elemento básico o capacitor.

Analise como se processa o ligamento de Q1 e o seu desligamento.

Para que o circuito possa funcionar, é preciso que CH1 esteja o tempo todo fechado? Explique.

16 – O circuito a seguir emprega o SCR em corrente alternada:

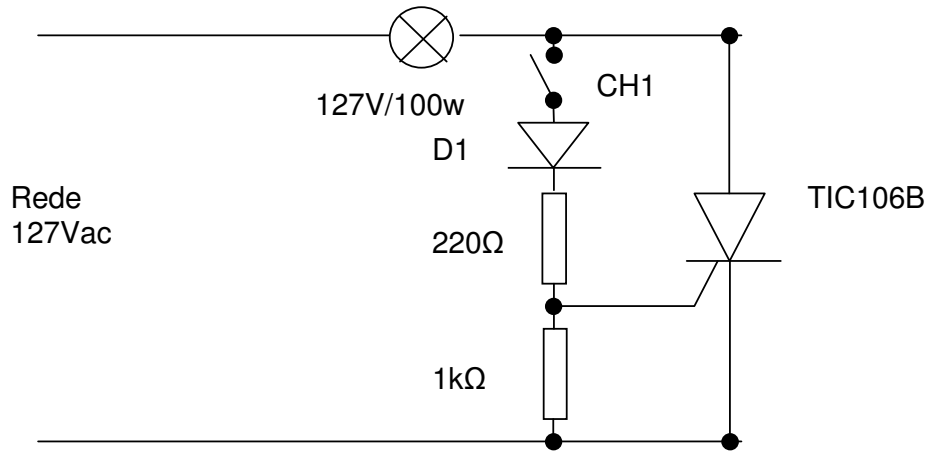


Trata-se de um circuito de comutação natural.

Analise como se processa o ligamento e o desligamento do SCR.

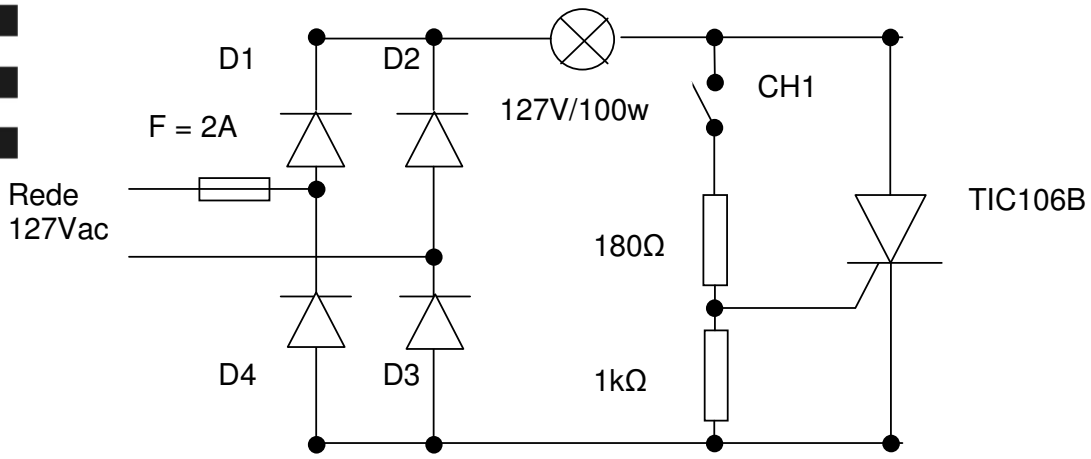
Para que o circuito possa funcionar ininterruptamente, é necessário que CH1 fique fechada o tempo todo? Explique?

17 – compare o circuito a seguir com o da questão 16:



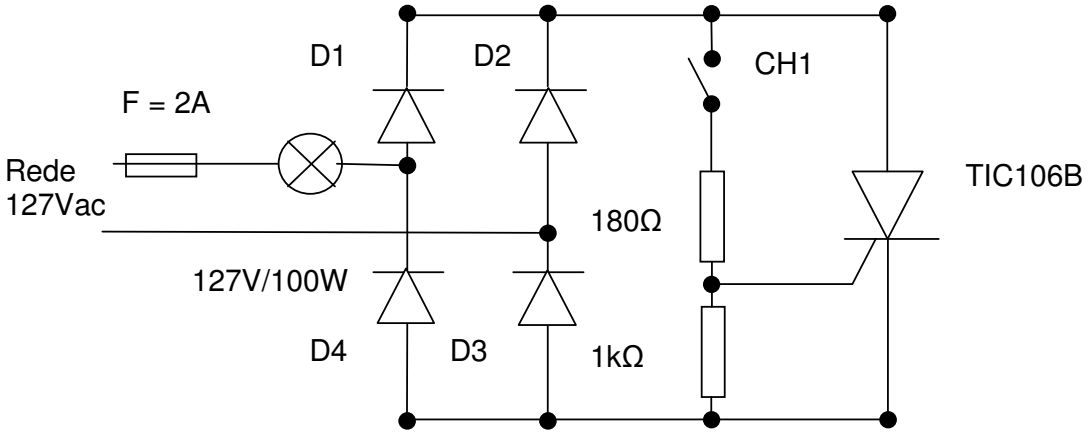
Em se tratando do componente SCR, que vantagem este circuito apresenta em relação ao anterior?

18 – Veja o circuito a seguir:



Analise o circuito, e construa a forma de onda da tensão sobre a lâmpada.

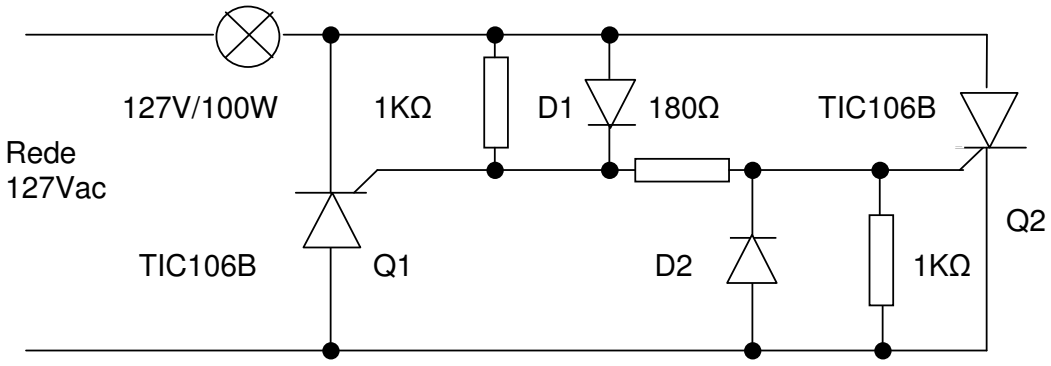
19 – Veja o circuito a seguir:



Analise o circuito, e construa a forma de onda da tensão sobre a lâmpada.

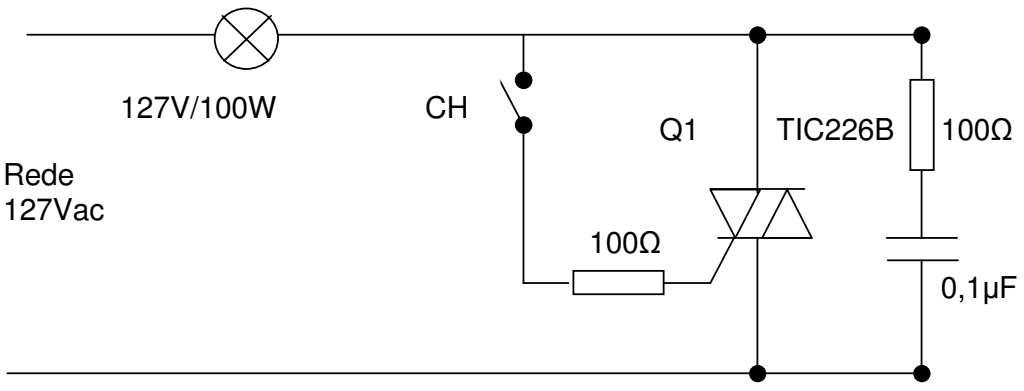
Qual a diferença deste circuito para o da questão 18?

20 – Analise o circuito a seguir:



Analise o circuito e desenvolva a forma de onda de tensão e corrente na carga?

21 – O circuito mostrado na figura a seguir é similar ao da questão anterior?

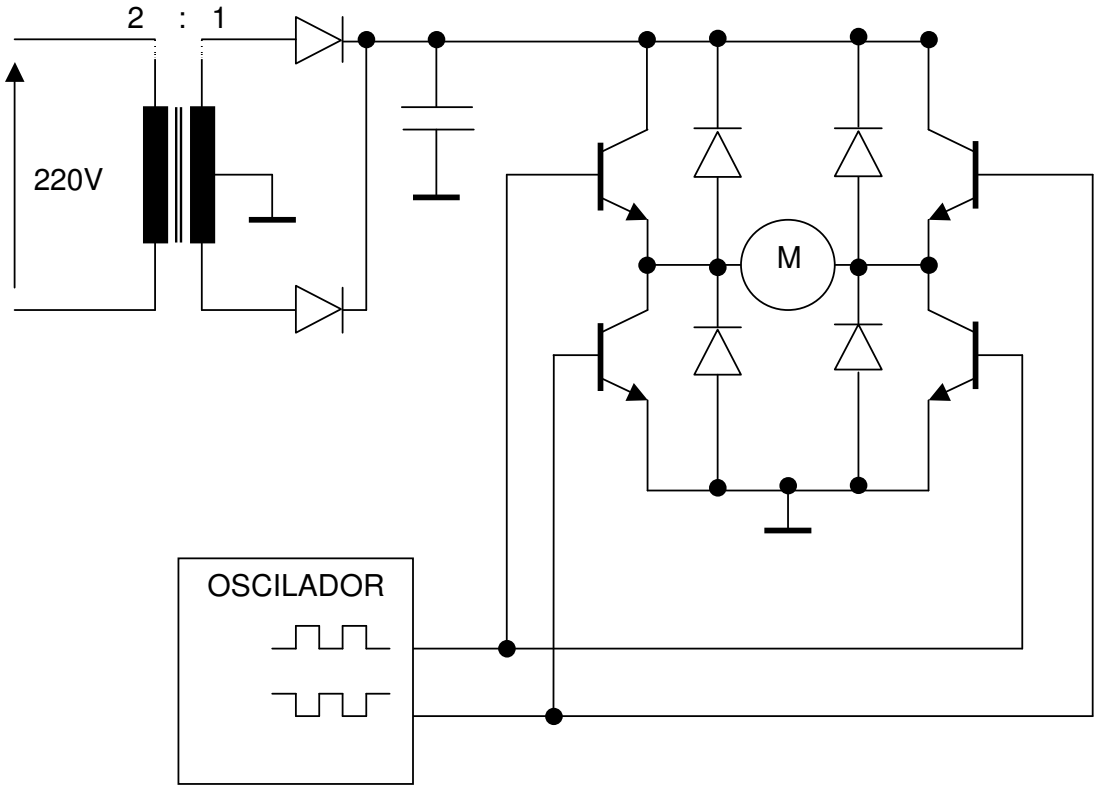


Que nome recebe o circuito RC colocado em paralelo com o TRIAC?

22 – Um retificador trifásico de meia onda , alimenta uma carga puramente resistiva de valor 10Ω . Se a tensão entre fase e neutro é 127V , determine o valor da tensão média na carga e da corrente média em cada diodo.

23 – Se o retificador da questão 22 for substituído por um do tipo onda completa , quais seriam os novos valores?

24 – Dado o inversor a seguir, explique como se processa a conversão CC para CA



Qual a função do oscilador neste esquema?

Analise e explique como se processa o ligamento do motor , e o seu desligamento?

Qual a função do transformador neste circuito?

Referências Bibliográficas

1. ALMEIDA, José Luiz Antunes – Eletrônica Analógica – Dispositivos Semicondutores: Tiristores – Controle de Potência em C.C. e C.A. 8ª Edição – Editora Érica – São Paulo – 1996

2. BARBOSA, Eduardo Fernandes, ARAÚJO, Ricardo Gonzaga M. – Eletrônica Industrial – Experiências de Laboratório – FURMARC/UCMG – BH – 1982

3. SABER ELETRÔNICA – Ano 38 – nº 356 – setembro/2002 – Editora Saber Ltda

4. FILHO, Prof. Rubens M. Santos – Curso de Extensão em Eletrônica de Potência – Senai – BH – Junho/Julho – 1999 – CEFET - MG

SENAI. MG. *Eletrônica*